

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Гладкіх Нікіти Дмитровича

УДК 681.883, 681.883.45

ДИСЕРТАЦІЯ

Цифровий підводний акустичний зв'язок в мілкому морі

05.09.08 – Прикладна акустика та звукотехніка

Електрична інженерія

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Науковий керівник Дідковський Віталій Семенович, д.т.н., проф.

Київ — 2018

АНОТАЦІЯ

Гладкіх Н.Д. Цифровий підводний акустичний зв'язок в мілкому морі. — На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.08 – прикладна акустика та звукотехніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України, Київ, 2018.

Дисертація присвячена розробці теоретичних засад принципів проектування і розробки гідроакустичного зв'язку адаптованого до умов мілкого моря з урахуванням особливостей розповсюдження імпульсних широкосмугових акустичних сигналів в гідроакустичних хвилеводах. Розроблені в роботі методи і рекомендації дозволяють спроектувати систему цифрового гідроакустичного зв'язку і спрогнозувати її продуктивність на основі напередзаданих вимог по швидкості передачі даних, споживаній потужності і частотному діапазону зв'язку. Алгоритм адаптації, що розроблено в роботі дозволяє в значній мірі підвищити продуктивність зв'язку в умовах канального розповсюдження імпульсних акустичних сигналів.

Для кількісної оцінки продуктивності системи цифрового гідроакустичного зв'язку в роботі автором запропоновано вираз для розрахунку продуктивності, що враховує швидкість передачі даних і її цільове значення, імовірність бітової помилки під час передачі, споживану потужність засобу зв'язку і її цільове значення, а також ефективність використання частотного діапазону. Отримані автором результати дозволяють не тільки якісно, а і кількісно порівнювати між собою системи зв'язку, що використовують різні методи модуляції і кодування інформації.

В дисертаційній роботі розроблено модель гідроакустичного каналу на осно-

ві хвильової теорії, що дозволяє розрахувати векторне поле інтенсивності акустичних коливань від точкового джерела. Розроблена автором розроблено модель дозволяє розрахувати швидкість перенесення акустичної енергії коротким імпульсним сигналом з урахуванням дисперсій. Модель надає можливість розрахувати вплив дисперсії на форму коротких широкосмугових акустичних сигналів з урахуванням дисперсії під час їх хвильового поширення, розрахувати затримки розповсюдження акустичних імпульсів в хвилеводі. Це створює можливість спрогнозувати продуктивність зв'язку в конкретних умовах.

В дисертаційній роботі встановлено і досліджено теоретично та експериментально наявність в гідроакустичному каналі вихорів потоку акустичної енергії. Розглянуте явище суттєво впливає на форму акустичних сигналів в хвилеводі, служить основою для моделювання акустичних полів в хвилеводі. Відповідно до результатів проведеного в роботі моделювання в акустичному каналі «вихори» акустичної енергії виникають періодично і утворюють зони «частотних завмирань», що суттєво ускладнює задачу передачі даних акустичними сигналами. Результати проведеного в роботі моделювання «вихорів» акустичної енергії підтверджено експериментально. Це явище пояснюється взаємодією різночастотних компонент акустичного сигналу внаслідок дисперсії. Розглянуте автором явище «вихорів» акустичної енергії дозволяє більш точно спрогнозувати продуктивність зв'язку в умовах канального розповсюдження і надати рекомендації по вибору частотного діапазону під час проектування системи цифрового гідроакустичного зв'язку в залежності від заданих глибин і дальностей.

В роботі встановлено і досліджено явище переносу енергії коротким акустичним імпульсом в гідроакустичному каналі на швидкості відмінній від групової. Вплив дисперсії на короткі акустичні імпульси спотворює їх форму і впливає на швидкість переносу енергії. В роботі показано, що швидкість переносу енергії не дорівнює груповій швидкості і являє собою деяку нову величину: «імпульсну швидкість». Імпульсна швидкість виникає внаслідок взаємодії частотних компонент, що складають акустичний імпульс і тим сильніше відрізняється від

групової, чим ширшою є зайнята імпульсом частотна смуга. Розроблена в роботі модель гідроакустичного каналу дозволяє провести кількісну оцінку надлишкової затримки розповсюдження і швидкості переносу енергії акустичним імпульсом, що дає можливість підвищити точність використання акустичних сигналів для задач телеметрії в акустичних хвилеводах.

В роботі розглянуто вплив хвилеводного розповсюдження на спектр потужності і фазовий спектр акустичних сигналів. Показано вплив фільтраційних характеристик акустичного хвилеводу на форму акустичних імпульсів. Канальне спотворення призводить до збільшення імовірності бітової помилки під час передачі інформаційного повідомлення через цифровий гідроакустичний канал зв'язку. В роботі досліджено експериментально і за допомогою комп'ютерного моделювання вплив канального розповсюдження на імовірність бітової помилки. Проведене дослідження дозволило обрати найбільш продуктивний метод модуляції і кодування в складних умовах мілкого моря.

Вперше в роботі показано поширення «пачки» коротких акустичних імпульсів в гідроакустичному хвилеводі з урахуванням дисперсії. Хвилеводне розповсюдження спричинює зменшення/збільшення інтервалу між різночастотними імпульсами, що робить непридатним використання частотного кодування і ускладнює використання сигналів з розширенням спектру. Особливості поширення «пачки» коротких акустичних імпульсів в дисперсійному середовищі може призводити до інтерференції різночастотних компонент, суттєвого спотворення форми частотномодульованих сигналів, чи, навіть, їх повного «руйнування».

В роботі проведено експериментальне дослідження зв'язку швидкості передачі даних і розрядності використовуваного коду системи зв'язку, ширини і положення смуги робочих частот. Також експериментально досліджено зв'язок імовірності бітової помилки в залежності від вказаних параметрів. Зазначена група експериментів дозволяє надати практичні рекомендації для проектування засобів гідроакустичного зв'язку по вибору розрядності коду, тривалості одного акустичного імпульсу, методу модуляції і кодування для збільшення

продуктивності зв'язку. В ході цієї групи експериментів показано порівняння продуктивності системи зв'язку з розробленим автором алгоритмом адаптації і без такого.

Розроблений в роботі алгоритм адаптації полягає у використанні комбінації сигналів з розширенням спектру на основі різних неперервних, монотонних функцій в одному частотному діапазоні для задання послідовності імпульсів в повідомленні, а напередзадана синхронна послідовність використовується абонентом як «еталон» в межах одного пакету даних. Цей еталон відображає вплив каналного розповсюдження і завад на акустичний сигнал. В роботі використовується припущення про стаціонарність характеристик каналу в інтервалі одного акустичного пакету, канал вважається таким, що змінюється повільно. Постійне оновлення «еталонної послідовності» дозволяє адаптувати систему зв'язку до динамічних характеристик каналу і суттєво збільшує продуктивність.

Результати дисертаційної роботи впроваджені в Державному підприємстві «Київський науково-дослідний інститут гідроприладів», що підтверджується відповідним актом впровадження і в навчальному процесі Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».

Ключові слова: *гідроакустичний зв'язок, розширення спектру, подвійна фазова маніпуляція, дисперсія, векторне поле інтенсивності, хвилевідне розповсюдження.*

SUMMARY

Gladkikh N.D. Digital underwater acoustic communication in the shallow sea. – Manuscript.

Dissertation for the PhD degree, specialty 05.09.08 - Applied acoustics and sound engineering. - National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute named after Igor Sikorsky" Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2018.

The dissertation is devoted to the theoretical and practical principles of the digital hydroacoustic communication system development which is adapted to the conditions of the shallow sea.

The dissertation is devoted to the development of modeling and designing principles of digital hydroacoustic communication system adapted to the conditions of the shallow sea, taking into account the peculiarities of the broadband acoustic signal propagation in hydroacoustic waveguides. The worked out methods and recommendations allow to design the system of digital hydroacoustic communication and to predict its productivity on the basis of the predetermined requirements for the speed of data transmission, power consumption and frequency band of communication. The adaptation algorithm developed in the work allows to improve the communication efficiency in the conditions of channel propagation of broadband acoustic signals.

In order to quantify the performance of the digital hydroacoustic communication system in the work, the author proposed an expression for the calculation of the communication system performance, taking into account the speed of data transmission and its target value, the probability of a bit error during the transmission, the power consumption of the medium and its target value, as well as efficiency of the frequency band use. The results obtained by the author allows not only qualitative, but also quantitatively compare communication systems using different methods of

modulation and information encoding.

The model of the hydroacoustic channel is developed on the basis of the wave theory, which allows to calculate the vector field of acoustic intensity. The developed model allows to calculate acoustic energy transfer rate for short acoustic pulse, taking into account dispersions. The model provides an opportunity to calculate the influence of the dispersion on the form of short broadband acoustic signals during waveguide propagation, to calculate propagation delay of the acoustic impulses. This creates an opportunity to predict communication efficacy in specific conditions.

The presence of acoustic energy flow vortices related to the acoustic energy distribution in the hydroacoustic channel is established and investigated in the dissertation theoretically and experimentally. This phenomenon significantly influences the shape of the acoustic signals in the waveguide, serves as the basis for simulating acoustic fields in the waveguide. According to the results of the acoustic channel simulations the acoustic energy vortices appear periodically and form a zone of fading frequency, which greatly complicates the task of data transmission by the acoustic signals. The results of the acoustic energy vortexes simulation have been confirmed experimentally. This phenomenon is caused by the interaction of multi-frequency components of the acoustic signal due to the dispersion. Author examined acoustic energy vortices influence on the performance of communication channel distribution and provides guidance on selecting the frequency range for the design of digital hydroacoustic communication depending on the given depths and distances.

In this work, the phenomenon of energy transfer with a short acoustic signals in a hydroacoustic channel at a speed different from that of the group is established and investigated. The effect of dispersion on short acoustic signals distorts their shape and affects the rate of energy transfer. In the paper, it is shown that the energy transfer rate is not equal to the group velocity and is a new characteristics: «pulse velocity». The pulse velocity arises as a result of the interaction of the frequency components constituting the acoustic pulse and the more different it differs from the group velocity, the wider the pulsed frequency band is. Developed hydroacoustic

channel model allows a quantitative assessment of excess delay spread and the rate of energy transfer acoustic pulses, which makes it possible to increase the accuracy of acoustic signals coming time measurement used for telemetry tasks in acoustic waveguides.

The influence of waveguide propagation on the power spectrum and the phase spectrum of acoustic signals is considered in the paper. The influence of the filtration characteristics of acoustic waveguide on the form of acoustic impulses is shown. Channel distortion leads to an increase in the probability of a bit error rate when transmitting an information message through a digital hydroacoustic communication channel. In the paper, the effect of channel propagation on the probability of a bit error is investigated through computer simulation and experimentally. The conducted research allows to choose the most productive method of modulation and coding in difficult conditions of shallow sea.

For the first time in the work we show the distribution of short acoustic signals « packets » in the hydroacoustic waveguide, taking into account the dispersion. Wave propagation causes a decrease/increase in the interval between acoustic signals, which makes it unnecessary to use frequency encoding and complicates the use of signals with spread spectrum. Features of the short acoustic signals package propagation in dispersion environment may cause interference of component with different frequencies and significant distortion of spread spectrum signals, or even their complete destruction.

In the paper, an experimental study was carried out on the relationship between the data rate and the bit rate used by the communication system code, the width and the position of the used frequency band. Also, the bit error probability rate depending on the specified parameters is investigated experimentally. The given group of experiments allows to give practical recommendations for the design of hydroacoustic communication by choosing the bit code, the duration of the acoustic signal, the method of modulation and coding to increase the productivity of communication. The performance comparison of the communication systems with

the adaptation algorithm and without such is shown.

Designed adaptation algorithm uses a combination of spread spectrum signals based on various continuous, monotonic functions in the same frequency band for setting sequence of pulses in the message, and synchronous sequence is used as a channel characteristics measurement sequence within a data packet. This sequence reflects the effect of channel propagation and noise influence on the acoustic signal. In the thesis, the assumption about stationary characteristics of the channel in the range of one acoustic package is used, the channel is considered to be changing slowly. Continuous update of reference sequence allows to adapt the communication system to the dynamic characteristics of the channel and significantly increase the productivity.

The results of the dissertation work are implemented at the State Enterprise "Kyiv Scientific Research Institute of Hydraulic Devices which is confirmed by the relevant act of implementation and in the educational process of the National Technical University of Ukraine « The Kiev Polytechnic Institute named after Igor Sikorsky ».

Keywords: *hydroacoustic, spread spectrum, double phase manipulation, dispersion, vector field of intensity, wave propagation.*

Список опублікованих праць за темою дисертації

1. Коржик А. В., Дидковский В. С., Гладких Н. Д., «Распространение звукового импульсного информационного сообщения в плоскопараллельном волноводе с идеальными границами.», *Электроника и Связь*. 2016. Т. 21, № 3(92). С. 82–96. *Особистий внесок здобувача полягає в проведенні розрахунків, комп'ютерному моделюванні і аналізі отриманих моделей акустичних імпульсів в хвилеводі (Index Copernicus)*
2. Дидковский В. С., Гладких Н. Д., Коржик А. В. «Распространение двухимпульсного информационного сообщения в плоскопараллельном волноводе с идеальными границами.», *Българско списание за инженерно проектиране*, С.78-84, Январь 2017. *Особистий внесок здобувача полягає в постановці задачі, проведенні розрахунків акустичних полів та їх аналізі (Болгарія, Технічний університет Софії)*
3. Лейко А.Г., Гладких Н.Д., Нижник А.И. [и др.], «Электрические свойства цилиндрических пьезокерамических излучателей силовой и компенсированной конструкции с окружной поляризацией.», *Электроника и связь*. 2014. Т. 19, № 3(80). С. 62–72. *Особистий внесок здобувача полягає в проведенні комп'ютерного моделюванні і аналізі отриманих моделей акустичних імпульсів в хвилеводі (Index Copernicus).*
4. Гладких Н.Д., «Оценка влияния доплеровского расширения полосы частот на ошибку оценки фазы гидроакустического (ГА) сигнала», *Электроника и Связь*. 2012. Т. 17, № 6. С. 85–92.
5. Гладкіх Н.Д. «Експериментальна реалізація цифрового гідроакустичного зв'язку (частина 1)», *Електроніка і зв'язок*. 2014. Т. 19, № 1(79). С. 95–101.

6. Гладкіх Н.Д. «Експериментальна реалізація цифрового гідроакустичного зв'язку (частина 2).», Електроніка і зв'язок. 2014. Т. 19, № 2(79). С. 94–100.
7. Д.А. Дерепя, О.Г. Лейко, І.М. Фалєєв, О.І. Старовойт, О.І. Нижник, З.Т. Гусак., Н.Д. Гладкіх. «Активно-пасивна система «Гідроакустична станція – надводний корабель»». Україна. Патент на корисну модель №100428, 27.07.2015 *Особистий внесок здобувача полягає у проведенні патентних досліджень та розробці опису винаходу*
8. Дідковський В.С., Гладкіх Н.Д., Коржик О.В., «Особливості розповсюдження акустичних імпульсів у підводному звуковому каналі.», Акустичний симпозіум “КОНСОНАНС-2015”. С. 78-83, Київ, 2015. *Особистий внесок здобувача полягає в проведенні комп'ютерного моделювання і аналізі отриманих моделей акустичних імпульсів в хвилеводі.*
9. Н.Д. Гладкіх, Д.С. Маслов, З.Т. Гусак, О.І. Нижник, Я.І. Старовойт, А.О. Святненко, «Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки.» Тези доповідей на VI науково-технічній конференції, «Станція пошуку плавців-диверсантів», С. 406-407, Київ, 2015. *Внесок здобувача полягає в проведенні математичного моделювання і розробці концепції приладу*
10. До питання про деформування різночастотного імпульсно-кодового акустичного сигналу в підводному звуковому каналі., А.О. Безручко, В.С. Дідковський, Н.Д. Гладкіх, О.В. Коржик, Системи обробки інформації. 2015. *Особистий внесок полягає в проведенні математичних розрахунків форми акустичних імпульсів у підводному звуковому каналі.*

ЗМІСТ

Список умовних позначень і скорочень	15
Вступ	17
1 Сучасний стан задач підводного кодового зв'язку	29
1.1 Показники якості	35
1.1.1 Швидкість передачі даних	37
1.1.2 Залежність імовірності бітової помилки від відношення сигналу/шум	39
1.1.3 Ефективність використання частотного діапазону	40
1.2 Задачі управління частотним діапазоном	40
1.3 Висновки	42
2 Фізичні особливості розповсюдження імпульсного акустичного сигналу в хвилеводі	46
2.1 Спрощена модель хвилеводу Пікеріса	46
2.2 Оцінка деформації хвильового пакету в хвилеводі	52
2.2.1 Оцінка похибки апроксимації нескінченного ряду Фур'є скінченною кількістю членів ряду	52
2.2.2 Оцінка затримки розповсюдження акустичного імпульсу	53
2.2.3 Оцінка деформації форми акустичного імпульсу	55
2.2.4 Оцінка деформації пакету різночастотних акустичних імпульсів	56
2.3 Векторні характеристики полів в хвилеводах в задачах кодового зв'язку	61
2.4 Висновки	64

3	Комплексна функція передачі гідроакустичного каналу	67
3.1	Комплексно-частотна характеристика ідеального плоско-паралельного хвилеводу	67
3.2	Вплив фільтраційних характеристик ідеального плоско-паралельного хвилеводу на форму імпульсних акустичних сигналів	71
3.3	Вплив дисперсії ідеального плоско-паралельного хвилеводу на пакет імпульсів різночастотного коду	74
3.4	Вплив дисперсії ідеального плоско-паралельного хвилеводу на характеристики виявлення імпульсів різночастотного коду	77
3.5	Моделювання векторного поля в плоско-паралельному хвилеводі	78
3.6	Висновки	80
4	Експериментальні дослідження	82
4.1	План експерименту і опис вимірювального стенду	82
4.1.1	Експериментальне підтвердження вихрової природи інтенсивності в хвилеводі	82
4.1.2	Вимірювання продуктивності зв'язку на основі диференціального 4-х позиційного фазового кодування сигналу з розширенням спектру	86
4.1.3	Вимірювання продуктивності зв'язку на основі часового кодування сигналу з розширенням спектру і алгоритмом адаптації	94
4.2	Результати вимірювань	100
4.2.1	Експериментальне підтвердження вихрової природи інтенсивності в хвилеводі	100
4.2.2	Вимірювання продуктивності зв'язку на основі диференціального 4-х позиційного фазового кодування сигналу з розширенням спектру	102

4.2.3	Вимірювання продуктивності зв'язку на основі часового кодування сигналу з розширенням спектру і алгоритмом адаптації	104
4.3	Висновки	106
Висновки		109
Список використаних джерел		111
Додаток 1		119
Додаток 2		121
Додаток 3		125

СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

ГА	Гідроакустичний
ЦГА	Цифровий гідроакустичний
АБПА	Автономні Безпілотні Підводні Апарати
СКД	Синхронно-квадратурний детектор
ЕАП	Електроакустичний перетворювач
ПЗК	Підводний звуковий канал
АЦП	Аналогово-цифровий перетворювач
ЦАП	Цифро-аналоговий перетворювач
ВКФ	Взаємно-кореляційна функція
SNR	Відношення сигнал/шум (Signal to noise ratio)
OSI	Базова еталонна модель взаємдії відкритих систем (Open Systems Interconnection basic reference model)
6LoWPAN	Стандарт взаємодії по протоколу IPv6 понад малопотужними пресональними бездротовими мережами стандарту IEEE 802.15.4 (англ. IPv6 over Low power Wireless Personal Area Networks)
BER	Імовірність бітової помилки (англ. Bit Error Rate)
ISI	Міжсимвольна інтерференція (англ. Inter Symbol Interference)
ПФМ	Подвійна фазова маніпуляція
АЧХ	Амплітудно-Частотна Характеристика
ФЧХ	Фазо-Частотна Характеристика
FIFO	Вид буферу коли перший елемент, що потрапляє у буфер виходить з нього першим (англ. First In First Out)

FILO Вид буферу коли перший елемент, що потрапляє у буфер виходить з нього останнім (англ. First In Last Out)

ВСТУП

Обґрунтування теми дослідження. Система цифрового гідроакустичного зв'язку в умовах мілководних акустичних хвилеводів є необхідним елементом для розгортання і роботи по дослідженню світового океану за допомогою датчиків, сенсорів, автономних безпілотних підводних апаратів (АБПА). Оскільки корабель не може одночасно моніторити великі простори океану протягом тривалого часу на великих площах и в широкому діапазоні глибин застосовуються АБПА і датчики, які обмінюються даними по бездротовим каналам зв'язку. Бездротовий зв'язок дає широкі можливості для об'єднання цілого класу автономних апаратів в єдину інформаційну мережу з можливістю оперативного керування і моніторингу обстановки. Можна залишати стаціонарні, або дрейфуючі датчики на довгий час для збору даних без необхідності тримати плавзасоби поблизу, одночасно отримувати данні з широкої мережі таких засобів, що будуть покривати значні об'єми акваторій. Оперативність розгортання засобів для моніторингу акваторій також є сильною стороною АБПА. Для забезпечення надійної роботи АБПА, оперативного зв'язку і управління АБПА з кораблем, моніторингу широкої акваторії силами групи АБПА очевидно є необхідність розробки продуктивного, надійного і високоефективного бездротового зв'язку в морі і океані. Серед засобів, що забезпечують бездротовий зв'язок в товщі води найбільш ефективними, надійними і універсальними є засоби цифрового гідроакустичного (ЦГА) зв'язку. Саме розробці такого засобу зв'язку присвячена дана робота. Розробки підходів і теоретичних засад проектування таких засобів велась такими дослідниками, як: Кебкал К.Г., Кілфойл Д., Дідковський В.С., Коржик О.В., Пелеканакіс К., Стоянович М. та ін.. Основними напрямками дослідження були: розробка хвильової теорії розповсюдження акустичних хвиль в гідроакустичних хвилеводах (Дідковський В.С.,

Коржик О.В., Пелеканакіс К., Стоянович М.), адаптація підходів прийнятих у радіозв'язку і космічному зв'язку до акустичних полів в гідроакустичних каналах (Кебкал К.Г., Кілфойл Д.), розробка статистичних моделей багатопроменевого розповсюдження акустичних сигналів в хвилеводах (Кілфойл Д.). Суттєвим недоліком робіт де використовується статистична модель розповсюдження акустичних сигналів в хвилеводах є ігнорування явища дисперсії. Недоліком більшості робіт з використанням хвильової теорії є розгляд акустичного сигналу, як вузькосмугового, що протирічить вимогам по збільшенню пропускної здатності каналу і рідко зустрічається на практиці. Для усунення вказаних недоліків в останні роки такі розробники, як: Дідковський В.С., Коржик О.В. розглядають поширення широкосмугових імпульсних сигналів в хвилеводах в рамках хвильової теорії. Такий підхід є більш строгим, враховує широкий спектр явищ пов'язаних з інтерференцією акустичних хвиль, нормальними модами хвильоводу, дисперсією, тощо. Основні співвідношення, що дозволяють проводити моделювання акустичних полів в хвилеводах розглядали в своїх роботах Грінченко В.Т., Вовк І.В., Маципура В.Т., Петрищев О.М., Улітко А.Ф. Шаєн Ц.Ф., Ластовенко О.Р., Лісютін В.Я., Ярошенко А.А., Бріллюєн Л., Бреховських Л.М.. Останні роботи Дідковського В.С., Коржика О.В. присвячені аналізу векторного поля акустичної інтенсивності в хвильоводі і взаємодії різночастотних коливань в хвильоводі. Складність структури акустичних полів в хвилеводах призводить до зниження продуктивності систем цифрового гідроакустичного (ЦГА) зв'язку в мілководних каналах аж до їх повної непрацездатності. Цей факт призводить до необхідності розробки підходу по зменшенню впливу інтерференції, дисперсій і міжчастотної взаємодії на продуктивність ЦГА. Основне протиріччя, що постає перед розробником полягає в наступному:

- Необхідно збільшувати частоти зв'язку для збільшення швидкості передачі даних і зменшення впливу дисперсії на складний акустичний сигнал.
- Необхідно зменшувати частоту для зменшення впливу неоднорідностей в

хвилеводі і збільшення дальності зв'язку.

Приведене протиріччя вимагає від розробника пошуку компромісу і адаптації до конкретних умов. Це призводить до неможливості розробки універсальних засобів ЦГА зв'язку, що будуть адаптовані до будь-яких умов, або до вкрай невисокої продуктивності таких засобів. В робот представлено один з можливих алгоритмів пошуку компромісного рішення, а саме систему адаптації до умов каналу. Представлена система експериментально перевірена і підтвердила свою ефективність.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційну роботу виконано на кафедрі акустики та акустoeлектроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». Виконані в дисертації дослідження були використані в рамках: держбюджетної прикладної науково-дослідної роботи «Розробка широкопasmового акустичного вушного ехо-спектрометра та нової ефективної програми універсального аудіологічного скринінгу новонароджених» (№ державної реєстрації 0116U003795). Експериментальна частина роботи було виконана на базі Київського науково дослідного інституту гідроприладів і на факультеті акустики Технічного Університету міста Ле-Ман (Франція). Виконані дослідження були проведені за сприяння програми «Erasmus+».

Мета і завдання дослідження – розробка теоретичних засад, принципів і підходів до проектування засобів цифрового гідроакустичного зв'язку, що забезпечить надійний і ефективний обмін інформацією через водне середовище в умовах мілководних акустичних каналів з урахуванням інтерференції та дисперсій. Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати наступні задачі:

1. розробка розрахункової моделі гідроакустичного каналу, яка найбільш повно відповідає умовам протяжних каналів невеликої глибини і дозволяє моделювати поширення широкопasmових акустичних сигналів в хвилеводі;

2. визначення найбільш значущих причини погіршення якості зв'язку в мілководних каналах і запропонувати підхід для зменшення їх впливу;
3. визначення і експериментальна перевірка ефективності запропонованого підходу, в якості критеріїв оцінки ефективності використовувати: ефективність використання частотного діапазону, тривалість імпульсу, розмір кодового алфавіту, швидкістю передачі даних, імовірність бітової помилки під час передачі.

Об'єкт дослідження – процес передачі цифрових даних між абонентами за допомогою коротких імпульсних акустичних сигналів в хвилеводах.

Предмет дослідження – система цифрового гідроакустичного зв'язку в умовах мілководних акустичних хвилеводів.

Методи дослідження. При виконанні дослідження в якості моделі гідроакустичного хвилеводу в роботі розглядається модель хвилеводу Пікеріса, використовується хвилева теорія власних мод хвилеводу. Для моделювання широкосмугових акустичних сигналів зазначена модель використовуються для розрахунку амплітудних і фазових коефіцієнтів членів ряду Фур'є, що утворений розкладанням в ряд багаточастотного акустичного сигналу. На основі розробленої моделі гідроакустичного (ГА) хвилеводу було проведено комп'ютерне моделювання в ході якого створена модель була детально проаналізована і розроблені рекомендації для проектування ЦГА систем зв'язку. Для перевірки приведених рекомендацій було проведено експериментальне дослідження системи зв'язку на основі подвійної фазової маніпуляції, побудовано квантілі розподілення фази отриманих послідовностей, отримано закон розподілення фази. Ефективність запропонованих підходів було експериментально підтверджено. В роботі розроблено метод адаптації до умов каналу. Ефективність методу було підтверджено експериментально. Група експериментів проводилася в залежності від:

1. "вільний" простір або гідроакустичний канал;

2. ширина частотного діапазону;
3. нижня гранична частота займаного діапазону;
4. верхня гранична частота діапазону;
5. тривалість імпульсу;
6. розмір кодового алфавіту;
7. інтервал між суміжними імпульсами в повідомленні;
8. тип використовуваної модуляції в системі зв'язку;

Для визначення продуктивності системи ЦГА в роботі використовуються:

1. швидкість передачі даних;
2. імовірність бітової помилки;
3. ефективність використання частотного діапазону.

Оскільки розроблена комп'ютерна модель продемонструвала досі мало вивчене явище "вихорів" акустичної енергії в хвилеводі, в роботі було проведено експеримент для підтвердження винайденого явища. Результати комп'ютерного моделювання порівняно з результатами лабораторного експерименту.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1. В роботі вперше розроблено теоретичні основи та проведено експериментальні дослідження що до реалізації систем кодового гідроакустичного зв'язу з урахуванням особливостей розповсюдження акустичних імпульсів в акустичних хвилеводах.
2. В роботі вперше розглянуто поширення "пачки" акустичних радіоімпульсів з амплітудною і фазовою модуляцією в плоско-паралельному гідроакустичному каналі з урахуванням дисперсії.

3. Проведено оцінку швидкості поширення акустичної енергії пачки імпульсів в хвилеводі, з врахуванням областей сингулярності для різних глибин розташування абонентів.
4. В результаті теоретичних та експериментальних досліджень вперше показано зв'язок швидкості передачі даних з розрядністю використовуваного коду, шириною робочої смуги частот, тривалістю акустичного імпульсу для кодового гідроакустичного зв'язку в мілкому морі.
5. Розроблено метод динамічної адаптації до умов каналу, що знижує вплив інтерференції і дисперсії на основі сигналів з модуляцією несучої частоти неперервною функцією.
6. Експериментально підтверджено наявність в ГА каналі вихорів потоку акустичної енергії внаслідок канального розповсюдження і взаємодії акустичних мод.

Практичне значення отриманих результатів

1. Розроблена модель гідроакустичного каналу дозволяє прогнозувати ефективність обраної реалізації системи кодового гідроакустичного зв'язку з урахуванням особливостей розповсюдження акустичних імпульсів в акустичних хвилеводах.
2. Детально розглянутий вплив дисперсії на форму акустичного імпульсу є основою для вибору функції на основі якої проводиться розширенням спектру сигналу і є базисом для розробленого в роботі методу адаптації до умов каналу.
3. Аналіз областей сингулярності в хвилеводі дозволяє рекомендувати використання сигналів з розширенням спектру, що зменшить вплив частотних завмирань в каналі і дозволить збільшити надійність системи ЦГА зв'язку.

4. Отримані в роботі криві, що відображають зв'язок швидкості передачі даних з розрядністю використовуваного коду, шириною робочої смуги частот, тривалістю акустичного імпульсу для кодового гідроакустичного зв'язку в мілкому морі є основою для моделювання ефективності систем ЦГА зв'язку.
5. Розроблений метод динамічної адаптації до умов каналу знижує вплив інтерференції і дисперсії дозволяє значно підвищити продуктивність ЦГА зв'язку.
6. Експериментальне підтвердження наявності в ГА каналі вихорів потоку акустичної енергії є підтвердженням адекватності обраної моделі, надає строге пояснення явища частотних завмирань в каналі, є важливим фактором для моделювання ЦГА зв'язку в мілкому морі.
7. Результати дисертаційної роботи впроваджені в Державному підприємстві «Київський науково дослідний інститут гідроприладів» при виконанні розрахунків характеристик засобів підводного зв'язку по контракту № STE-1-31-K/KE-17 від 18.04.2017р. з РК, що підтверджується відповідним актом впровадження. Отримані результати використовуються в навчальному процесі КПІ імені Ігоря Сікорського при підготовці технічних спеціалістів з акустики, зокрема, по дисципліні «Конструювання акустичних пристроїв та систем» та «Моделювання акустичних процесів та полів».

В роботі розглядається розповсюдження набору акустичних імпульсів в гідроакустичному каналі, що утворений поверхнею води і дном моря. Вперше розглянуто вплив дисперсії хвилеводу на набір акустичних імпульсів з амплітудною, частотною і фазовою модуляцією. В результаті проведеного моделювання розповсюдження набору радіоімпульсів з частотною, амплітудною і фазовою модуляцією в хвилеводі розроблено рекомендації для формування акустичного

повідомлення. Дисперсія в хвилеводі значно ускладнює використання частотної модуляції і може призводити до повної втрати інформативності повідомлення. Така ситуація виникає в наслідок інтерференції акустичних імпульсів, що розповсюджуються з різними швидкостями. У випадку, коли основна частота першого імпульсу вища за основну частоту другого ($f_1 > f_2$) може виникати ситуація, коли обидва імпульси приходять до приймача одночасно і інтерферують між собою, або, коли перший імпульс, що розповсюджується більш швидко, приходить раніше. В обох випадках повідомлення деформовано і повністю втрачає інформативність. Для випадку, коли $f_1 < f_2$ інтервал між імпульсами повідомлення збільшується і це призводить до втрати частини повідомлення яка прийде після закінчення стробу. В роботі розроблено рекомендації для формування інформаційного повідомлення:

- Для запобігання деформації повідомлення в наслідок інтерференції частотні компоненти слід розташовувати в порядку спадання частоти;
- Для запобігання частотного "замивання" слід використовувати всю доступну для зв'язку частотну смугу;

Робота розділена на 4 розділи. В першому розділі розглядаються критерії оцінки ГА зв'язку, його продуктивності. Мета першого розділу – визначити критерії за якими в подальшому буде оцінюватись і порівнюватись системи зв'язку засновані на різних підходах, обрати такі критерії, що більш повно відповідають умовам ГА каналів. Серед великої різноманітності характеристик каналів зв'язку, акустичних сигналів, параметрів середовищ, виділено ключові. Такі, які дозволяють порівнювати засоби зв'язку, що використовують різні методи і підходи з точки зору ефективності їх використання в будь-яких умовах.

Другий розділ присвячено дослідженню особливостей ГА каналів зв'язку, представлено фізичну і математичну модель фізичного рівня каналу. Обрано і приведено критерії оцінки впливу каналу на ГА сигнали.

Третій розділ представляє результати моделювання ГА каналу і зв'язку в ГА каналі. Приведено результати моделювання векторних полів хвилеводу, приведено результати моделювання впливу канального розповсюдження на форму імпульсу (пачки імпульсів) для випадку одно і багатомодового збудження.

В четвертому розділі представлено результати експериментальних досліджень і їх порівняння з обраними моделями. В роботі проведено 4 експерименти:

1. порівняння впливу канального розповсюдження на різні параметри акустичного сигналу (амплітуда, фаза, частота) і стійкість інформаційних параметрів цих сигналів до канального спотворення. Цей експеримент проводився для визначення ефективного методу передачі даних, що буде в забезпечувати найвищу якість зв'язку для обраних ключових показників в обраній моделі каналу;
2. отримано характеристики поля акустичного тиску в умовах каналу, що були змодельовані в третьому розділі. Цей експеримент надав експериментальне підтвердження наявності в ГА каналі вихорів потоку акустичної енергії. Новизна отриманих результатів полягає в тому, що експеримент проводився в контрольованих умовах в каналі з точно відомими характеристиками. В той час, як в більшості робіт такого характеру експериментальні данні отримуються в природних умовах і невідповідність комп'ютерних моделей пояснюють неконтрольованими умовами (рельєф дна, хвилі на поверхні і т.п.).
3. проведено експериментальну перевірку параметрів зв'язку на основі подвійної фазової маніпуляції;
4. проведено експериментальну перевірку параметрів зв'язку на основі часового кодування з адаптацією до умов каналу.

Висновки до роботи містять узагальнення отриманих в кожному розділі результатів з точки зору мети роботи в цілому. Також висновки до роботи в певній мірі повторюють висновки до розділів, але в менш деталізованому вигляді з акцентом на головному.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- створені можливості пошуку найбільш оптимальних методів модуляції, кодування, ширини і положення частотної смуги під час проектування засобів цифрового гідроакустичного зв'язку в залежності від вимог по забезпеченню дальності, швидкості передачі даних, частотної смуги, споживаній потужності, що висуваються до розроблюваних засобів;
- визначені умови за яких виникають вихори потоку акустичної енергії внаслідок канального розповсюдження і взаємодії акустичних мод, що дозволить розробнику засобів цифрового звукопідводного зв'язку уникнути частотних і просторових замирань в гідроакустичних каналах;
- використання розробленого алгоритму адаптації дозволить значно підвищити надійність і достовірність зв'язку розроблюваних засобів і систем такого зв'язку і розширить ареал їх використання.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертації були обговорені на

- V науково-технічній конференції «Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки», м. Київ, 2015 р;
- акустичному симпозіумі «КОНСОНАНС – 2015», м. Київ, 2015 р;
- IV міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми координації воєннотехнічної та оборонно-промислової політики в Україні. Перспективи розвитку озброєння та військової техніки 2016», м. Київ, 2016 р;
- конференції «Системи обробки інформації». м. Харків, 2015;

- на семінарах на факультеті акустики технічного університету міста Ле-Ман, LAUM, 2016.

Публікації. Основний зміст роботи відображено у 11 наукових працях, з них 7 у провідних наукових фахових виданнях (6 статей в Українських виданнях, які включені до міжнародних наукометричних баз даних, 1 стаття у іноземному виданні), 1 патент на корисну модель та 3 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура і об'єм дисертаційної роботи. Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і двох додатків. Загальний обсяг роботи складає 136 сторінок, у тому числі 111 сторінок основного тексту, 60 рисунків та список використаних джерел із 66 найменувань.

Робота розділена на 4 розділи. В першому розділі розглянуто сучасний стан задач цифрового гідроакустичного зв'язку. Перший розділ присвячено аналізу сучасного стану задач цифрового звукопідводного зв'язку і дослідженню показників якості зв'язку. Серед великої різноманітності характеристик каналів зв'язку, акустичних сигналів, параметрів середовищ, виділено ключові. Такі, які дозволяють порівнювати засоби зв'язку, що використовують різні методи і підходи з точки зору ефективності їх використання в будь-яких умовах.

Другий розділ присвячено розгляду особливостей розповсюдження коротких акустичних сигналів в хвилеводі. Розроблено модель хвилеводного розповсюдження широкосмугових сигналів.

Третій розділ присвячено моделювання і аналізу впливу хвилеводного розповсюдження коротких широкосмугових акустичних сигналів в хвилеводах на основі моделі з другого розділу.

Четвертий розділ – результати експериментальних досліджень і їх порівняння з результатами моделювання.

В додатки винесено результати моделювання, що не відносяться до основ-

ної мети і задачі дослідження однак є необхідними для забезпечення повноти картини.

РОЗДІЛ 1

Сучасний стан задач підводного кодового зв'язку

Питання розвитку і становлення гідроакустичного зв'язку широко розкривається в роботі [1]. В цій роботі також приводиться варіант класифікації сучасних засобів ГА зв'язку і їх порівняльна характеристика на основі проведених експериментів. З результатами деяких з них можна ознайомитись в роботах [4] і [7]. В висновках до роботи [1] приведена рекомендація по вибору оптимальної системи обміну інформацією через ГА канал серед існуючих, встановлені закономірності розвитку засобів і методів ГА зв'язку. Як видно з робіт [8, 9, 10, 11, 1, 4] більшість експериментів проводиться на відстанях до 4 км. Така обмеженість пов'язана з припущенням Данієли Кілфойл про те, що такі дальності є найбільш доцільними і необхідними для здійснення ГА зв'язку [8]. Таке припущення базується на тому, що саме на такій дальності здійснюється ГА зв'язок між АБПА і кораблем, або ГА інформаційною мережею для вирішення більшості пошукових, дослідницьких, наукових робіт. Питання зв'язку на більші відстані не розглядається, як таке, що не має практичної необхідності. Серед комерційних моделей засоби ГА зв'язку представлені в дуже невеликій кількості в основному аналоговими апаратами обміну голосовими командами між водолазами і кораблем супроводження. Такі прилади не є популярними через низьку якість зв'язку і невеликі дальності. Єдиною достоїнністю таких засобів є їх простота і легкість в експлуатації. Загалом існує достатня кількість робіт присвячених питанням здійснення зв'язку через ГА канал. Однак в цих роботах приводяться лише загальні рекомендації, висвітлюється проблематика зв'язку, задається напрям подальшого розвитку. Сьогоднішні реалії забезпечення енергоресурсами України такі, що вкрай необхідним стає вивчення ресурсних можливостей її

морів, нарощування розвідки та видобутку корисних копалин, прокладка підводних кабелів, трубопроводів, екологічний контроль акваторій. Гідроакустичний модуль такого комплексу повинен забезпечувати:

- зйомку по площі, метою якої є отримання рівномірного з високою щільністю покриття дна вимірами глибин для побудови цифрової моделі рельєфу дна або його псевдо об'ємного зображення;
- профілювання і стратифікацію шарів донних відкладів з визначенням товщі та типу ґрунту кожного шару;
- контроль трас прокладки та стану магістральних підводних трубопроводів, кабелів та інших підводних споруд;
- пошук затонулих та екологічно небезпечних об'єктів, що можуть знаходитися на дні (наприклад, звалища вибухових речовин, боєприпасів, інших хімічно активних речовин), виявлення навігаційних перешкод;
- виявлення характерних просторових, акустичних ознак окремих виявлених об'єктів. Гідрофізичний та гідрохімічний модулі забезпечують вивчення та контроль за визначеними показниками стану водного середовища і т. д. Єдина система збору, обробки та збереження інформації, створена на базі комп'ютерних систем кожного модулю, з'єднаних в єдину мережу;
- формування звітних матеріалів пошуку об'єктів, зйомки рельєфу, дистанційної ґрунтової зйомки та отриманих даних з інших модулів з прив'язкою до координат і часу отримання інформації;
- довгострокове збереження отриманої інформації в електронному вигляді;

Особлива увага повинна приділятися розвитку дистанційних засобів через те, що їх використання дозволяє виконувати дослідження під час руху судна, що забезпечує більш високу продуктивність зйомки [7]. Ці причини обумовлюють

необхідність використання засобів ГА зв'язку. Особливу увагу слід приділяти напрямку здійснення зв'язку прибережних станцій з розташованими в морі на відстані порядку чотирьох кілометрів. Така відстань обумовлена в роботі [8]. Для ефективного зв'язку слід провести моделювання трас розповсюдження ГА сигналу, характеристик приймаємого сигналу з урахуванням доплерівського розширення спектру, оцінити пропускну здатність ГА каналу для різної дальності і глибини розташування ГА засобів зв'язку. Такий комплекс заходів дасть змогу видати рекомендації по розташування засобів зв'язку в акваторії Чорного моря з урахуванням типових ситуацій. При моделюванні слід використати результати наведені в роботах [12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 6, 19]. В роботі [1] запропонована модель квазістаціонарних трас розповсюдження акустичних хвиль в товщі води. Однак слід зазначити, що використання одної фіксованої частоти недоцільно і неможливо для вирішення задач ГА зв'язку, де саме ширина смуги частот акустичного сигналу сильно впливає на якість ГА зв'язку. Як видно з аналізу вищезазначених літературних джерел задача визначання рекомендацій для розташування засобів ГА зв'язку на шельфі мілкого моря не виконувалася. Однак є достатня кількість робіт по подібній тематиці.

Відомо [20, 21], що передача інформації – фізичний процес за допомогою якого здійснюється передача переміщення знаків (інформації) в просторі, або здійснюється фізичний доступ суб'єктів зв'язку до знаків. Важливим питанням для розробки систем цифрового ГА зв'язку є вибір критерію продуктивності системи зв'язку, алфавіт якої складається із скінченного і відомого абонентам набору можливих сигналів. Таким критерієм може виступати імовірність помилкового детектування, що визначається імовірністю бітової помилки (BER) [20]. Основними причинами зростання BER в системах зв'язку можна вважати наступні:

- наслідки фільтрації в каналі зв'язку (середовище – приймач – тракт прийому);

- міжсимвольна інтерференція в наслідок неідеальної передатної характеристики каналу;
- завадова обстановка в середовищі, завади в тракті прийому [20, 22].

Організація кодового ГА зв'язку, як одного з важливих аспектів загальних завдань зв'язку, в силу необхідності обліку серйозних фізичних факторів, що визначають особливості поширення акустичних сигналів в підводних звукових каналах. Така задача є досить своєрідною і складною проблемою підводного акустичної телеметрії, актуальність якої не викликає сумніву. При цьому поле і обсяг досліджень модельних уявлень хвильоводних каналів [8], передбачає вирішення широкого кола завдань формування акустичних полів у хвильоводах при поширенні акустичних імпульсних сигналів і їх послідовностей в умовах дисперсії. Серед безлічі робіт, присвячених цій проблематиці відзначимо наступні: [16, 23, 2, 17, 18, 19, 24, 25, 26, 27]. В роботі [26] розглянуті дисперсійні особливості поширення в хвильоводному каналі одиничного імпульсу з тональним заповненням, які призводять до локальних змін груповий швидкості з ростом значення частоти. При формуванні та передачі інформаційного повідомлення у вигляді кодової послідовності (збільшенні числа імпульсів в ній) слід очікувати втрати достовірності за рахунок деформації імпульсів пачки, а саме – взаємного накладення імпульсів, затягування фронтів і втрати форми обвідної повідомлення [16, 28, 26, 27, 24, 25]. Ситуація, очевидно, ще більше ускладниться при введенні в основне інформаційне повідомлення відмінних від нього по частоті сервісних одиниць: пілот-сигналу і частотного заповнення пауз між структурними одиницями послідовності. У зв'язку з цим для початку представляється доцільним врахувати вплив дисперсії на достовірність переданого поліімпульсного повідомлення у вигляді пари радіоімпульсів, вибравши до якості критерію достовірності – ймовірність бітової помилки.

Відомо, що світовий океан досліджено менш ніж на 4% [1]. Така ситуація виникає в наслідок обмеженості тактико-технічних характеристик засобів для до-

слідження товщі океану. Дослідження світового океану за допомогою датчиків і сенсорів корабельного базування носить обмежений у часі і просторі характер. Корабель не може одночасно моніторити великі простори океану протягом тривалого часу. Для того, щоб проводити тривалий збір даних на великих площах і в широкому діапазоні глибин застосовуються автономні безпілотні підводні апарати (АБПА). Цей клас засобів включає в себе: стаціонарні датчики, рухомі підводні апарати, глайдери. Об'єднує всі ці пристрої відсутність людини оператора на борту апарату. Це дає широкі можливості для дослідження. Можна залишати стаціонарні, або дрейфуючі датчики на довгий час для збору даних без необхідності тримати плавзасоби поблизу, одночасно отримувати данні з широкої мережі таких засобів, що будуть покривати значні об'єми акваторій. Оперативність розгортання засобів для моніторингу акваторій також є сильною стороною АБПА. Однак даний клас засобів має і свої недоліки. Перш за все складнощі виникають коли необхідно оперативно отримувати фото/відео ряд з АБПА. Зазвичай використовують сигнальний кабель для таких випадків, що сильно обмежує можливості апарату. Прив'язаний кабелем до корабля АБПА втрачає рухливість і маневреність, зростають об'єми споживаної енергії. Через необхідність долати течії, спротив води кабелем, гнучкість самого кабелю необхідно встановлювати потужні двигуни, що збаламучують воду і роблять отримання фото/відео матеріалів неможливим. Крім того слід зауважити, що АБПА доцільно застосовувати в умовах, де є небезпека для людини. Такі умови зазвичай пов'язані з великою глибиною. Адже занурення на великі глибини потребує тривалої декомпресії і спеціальної інфраструктури для неї. Іншим важливим недоліком кабельних АБПА є певні вимоги до погодних умов. Адже у випадку сильного хвилювання, вітру, непогоди неможливо забезпечити стаціонарність позиції корабля-носія і АБПА зазнає сильних механічних навантажень ривкового характеру. На заміну кабельним АБПА все частіше приходять безпроводні, непов'язані, вільні апарати. Керування апаратом і отримання даних від нього відбувається за допомогою засобів бездротового зв'язку. Або АБПА

програмується на кораблі на виконання деякої програми в автоматичному режимі і по її завершенню повертається на корабель-носії. В обох випадках існує необхідність мати надійний і ефективний канал зв'язку з АБПА. Адже в будь-якому випадку можлива ситуація, коли для успіху задачі місії необхідно оперативно втрутитись в роботу АБПА і корегувати, або змінити програму роботи. Серед засобів, що забезпечують бездротовий зв'язок в товщі води найбільш ефективними, надійними і універсальними є засоби гідроакустичного (ГА) зв'язку [1]. Саме розробці такого засобу зв'язку присвячена дана робота. Особлива увага приділяється роботі засобів ГА зв'язку в мілководних каналах, адже саме умови канального розповсюдження акустичних сигналів є найбільш складними для роботи таких засобів [2, 3, 1]. Основні причини цього явища детально розглянуті в першому розділі роботи.

Сучасний стан ГА зв'язку детально описано в таких роботах, як: [1, 8, 29, 30]. В зазначених роботах проведено детальний аналіз, основних напрямків подальшого розвитку сучасного ГА зв'язку. До головних задач, що стоять перед розробниками відносять [1, 7]:

- забезпечення роботи ГА комплексу, що дозволить вирішувати такий ряд задач:
 - зйомку по площі, метою якої є отримання рівномірного з високою щільністю покриття дна вимірами глибин для побудови цифрової моделі рельєфу дна або його псевдо об'ємного зображення;
 - профілювання і стратифікацію шарів донних відкладів з визначенням товщі та типу ґрунту кожного шару;
 - контроль трас прокладки та стану магістральних підводних трубопроводів, кабелів та інших підводних споруд;
 - пошук затонулих та екологічно небезпечних об'єктів, що можуть знаходитися на дні (наприклад, звалища вибухових речовин, боєприпа-

сів, інших хімічно активних речовин), виявлення навігаційних перешкод;

— виявлення характерних просторових, акустичних ознак окремих об'єктів.

Гідрофізичний та гідрохімічний модулі забезпечують вивчення та контроль за визначеними показниками стану водного середовища і т. д. Єдина система збору, обробки та збереження інформації, створена на базі комп'ютерних систем кожного модулю, з'єднаних в єдину мережу;

— формування звітних матеріалів пошуку об'єктів, зйомки рельєфу, дистанційної ґрунтової зйомки та отриманих даних з інших модулів з прив'язкою до координат і часу отримання інформації;

— довгострокове збереження отриманої інформації в електронному вигляді;

- задача створення моделі гідроакустичного каналу, що дозволить за відомою гідрологією середовища адаптувати параметри роботи комплексу ГА зв'язку для забезпечення надійної і високошвидкісної передачі даних;
- розробка універсальних підходів до кодування інформації і модуляції інформаційних кодових сигналів, що дозволить реалізувати стійкий і надійний зв'язок в ГА каналі.

Для розв'язку поставлених задач необхідно визначитися з критеріями оцінки якості (продуктивності [1]) ГА зв'язку. Оскільки якість, або продуктивність є величиною суб'єктивною, виникає необхідність об'єктивізувати ці параметри з урахуванням особливостей ГА каналу.

1.1 Показники якості

До об'єктивних показників якості зв'язку можна віднести:

- швидкість передачі даних;
- залежність імовірності бітової помилки від відношення SNR;
- ефективність використання частотного діапазону;
- продуктивність.

Продуктивність найбільш повно характеризує систему передачі даних, однак досі не має кількісного вираження [1].

Основним критерієм оцінки системи цифрового гідроакустичного зв'язку обрано «продуктивність». Продуктивність залежить від:

- швидкості передачі даних C біт/с, чим вища, тим вище можна вважати продуктивність;
- імовірності бітової помилки в передаваних повідомленнях I_b , зниження цієї характеристика – основна мета розробки будь-якої системи зв'язку;
- ефективності використання частотного діапазону $\frac{I_\Sigma}{\Delta f}$ біт/Гц, збільшення ефективності тотожне росту продуктивності;
- сумарної споживаної потужності P_Σ Вт засобів цифрового зв'язку, загалом, зменшення споживаної потужності при збереженні решти характеристик свідчить про зростання продуктивності.

Залишається відкритим питання про ступінь значучості вказаних величин на продуктивність оскільки для кожної окремої задачі вона буде відмінна. Для одних задач ключовим буде зменшення споживаної потужності і збільшення автономності носія, для інших – висока швидкість передачі даних, або ефективне використання частотного діапазону. Автором пропонується використовувати вагові коефіцієнти, що задаються розробником з урахуванням цілей і задач для кожного окремого випадку.

Тоді кількісну оцінку продуктивності можна виразити наступним чином:

$$E = \frac{k_c C - I_b + k_e \frac{I_\Sigma}{\Delta f}}{k_p P_\Sigma}. \quad (1.1)$$

де коефіцієнти k_c , k_e , k_p – вагові коефіцієнти, I_Σ – загальна кількість переданої інформації в частотному діапазоні Δf . Вагові коефіцієнти, що задаються розробником наступним чином:

$$\begin{cases} k_c = 1 / C_t, \\ k_e = \Delta f_{av} / C_t, \\ k_p = 1 / P_{av} \end{cases} \quad (1.2)$$

де C_t – мінімальне значення швидкості передачі для вирішення поставленої задачі, f_{av} – доступний частотний діапазон, P_{av} – найбільша допустима споживана потужність засобів ЦГА зв'язку.

Розглянемо більш детально кожен з цих показників.

1.1.1 Швидкість передачі даних

Швидкість передачі даних вимірюється в бодах, або в бітах в секунду. Визначається, як відношення загальної кількості переданих біт інформації в одиницю часу. Максимальна можлива швидкість в каналі зв'язку розраховується за теоремою Шенона-Хартлі [31, 20, 32]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.3)$$

тут C – швидкість передачі даних, або пропускна здатність каналу, B – смуга пропускання каналу, S – потужність сигналу в смузі пропускання, N – потужність шумової завади в смузі пропускання. Дана теорема розглядає шумовий сигнал – як білий шум, а сигнал, як такий, що не зазнає нелінійних спотворень. Швидкість передачі інформації в загальному вигляді:

$$C = \frac{I}{\Delta t} \quad (1.4)$$

де I – кількість інформації в повідомленні, Δt – час за який передано I . Кількість інформації в повідомленні в залежності від розміру кодового алфавіту і розміру повідомлення можна розрахувати за формулою Хартлі [31]:

$$I = n \log_2 m, \quad (1.5)$$

n – кількість символів в повідомленні, m – кількість символів в алфавіті. Порівнюючи формули 1.3 і 1.5 можна отримати вираз для ефективної кількості символів в кодовому алфавіті:

$$m = \sqrt{1 + \frac{S}{N}}. \quad (1.6)$$

На практиці цього видається недостатньо і зазначені межі використовують, як теоретичні границі. Крім того, в даній роботі розглядається лише фізичний рівень каналу, а не вся інформація, що передається між абонентами є корисною. В той час, як в реальних прикладах роботи систем передачі даних слід враховувати необхідність передавати деяку службову інформацію разом з корисною [30]. В мережах, де на більш високих рівнях OSI використовується, спеціально оптимізований протокол зі зменшеною кількістю службової інформації, наприклад: 6LoWPAN [33], відношення корисної інформація до службової зазвичай становить близько 50% [34]. В даній роботі ми будемо розглядати мережевий стек на фізичного рівня, тому будемо вважати всю передану інформацію корисною.

1.1.2 Залежність імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум

Для того, щоб якимось чином оцінити стійкість системи зв'язку до впливу шуму прийнято використовувати таку величину, як: BER в залежності від SNR [20]. Ця величина визначається, як відношення кількості помилкових біт інформації до загальної кількості біт в передаваному повідомленні:

$$BER = \frac{N_E}{N_\Sigma}. \quad (1.7)$$

Тут N_E – кількість помилкових біт в повідомленні, N_Σ – загальна кількість біт в повідомленні. BER залежить від SNR при умові, що за сигнал приймається адитивна суміш корисного сигналу з білим шумом. Різні системи зв'язку в різних умовах демонструють різну форму цієї кривої. В залежності від типових умов роботи цільової системи за SNR, прийнятного рівня BER і максимального рівня сигналу, що може розвивати система обирають найбільш ефективний тип модуляції і кодування в заданих умовах. Оскільки фактором, що впливає на сигнал, є адитивна суміш сигналу з білим шумом, нелінійні спотворення не враховуються в даному критерії оцінки. Криві залежності ISI від SNR підходить лише для каналів, що не вносять нелінійних спотворень в сигнал, дисперсія там відсутня, також, в загальному випадку, має бути відсутня ISI. Для оцінки впливу нелінійних спотворень і ISI, використовують формулу 1.7 для побудови кривих в залежності від обраного параметру з обов'язковим зазначенням умов. В загальному випадку формула 1.7 дозволяє експериментально визначити вплив будь-якого з зазначених факторів на систему зв'язку. BER є важливим критерієм для розробки систем зв'язку оскільки для розрахунку ступеню надлишковості кодування, необхідної передаваної потужності і чутливості приймальної антени в подальшому необхідно використовувати розраховані/виміряні криві BER [20].

1.1.3 Ефективність використання частотного діапазону

Ефективність використання частотного діапазону можна представити як відношення загальної кількості передаваної інформації в одиницю часу до ширини частотної смуги:

$$Q = \frac{C}{B}; \quad (1.8)$$

тут C – швидкість передачі даних (за 1.4). Ця вимірюється в бітах в секунду на Герц. Характеризує наскільки ефективно використовується наявна смуга частот. Вказує на щільність інформації в одиницю частоти, на відміну від ємності каналу 1.4, що вказує на щільність інформації в одиницю часу в каналі. Ці дві характеристики доповнюють одна одну і

1.2 Задачі управління частотним діапазоном

Одне з найбільш важливих питань, що виникають під час розробки ГА засобів зв'язку – це питання вибору частотного діапазону. Тут необхідно знайти компроміс між двома протилежно напрямленими тенденціями. З одного боку, необхідно вибрати більш низькі частоти, оскільки це дозволить зменшити затухання під час розповсюдження акустичного сигналу в воді Рис.1.1 [35], зменшити вплив неоднорідності середовища Рис.1.2 [35], зменшити донну і поверхневу реверберацію Рис.1.4 [36] і, як результат, збільшити максимальну дистанцію зв'язку. З іншого боку, необхідно використовувати високі частоти, щоб збільшити пропускну здатність каналу зв'язку, зменшити вплив дисперсії під час розповсюдження акустичного сигналу в каналі [37, 24, 26].

В цій роботі пропонується розглядати акустичний сигнал, або послідовність таких сигналів, як набір характеристик акустичного поля, що можуть бути використані для передачі інформації. В такому випадку деяка послідов-

ність імпульсних сигналів являє собою деякий код, а задача передачі кодованої інформації у вигляді поодиноких імпульсів вимагає оцінки характеристик акустичного поля випромінювача з точки зору приймача. В якості характеристик акустичного поля використовують наступні:

- амплітуда коливань акустичного тиску і її залежність в деякій точці простору від часу;
- частота коливань акустичного тиску і її залежність в деякій точці простору від часу;
- фазові співвідношення між акустичним тиском в одній точці простору в різних часових інтервалах;
- різниця амплітуди, частоти, або фази акустичного тиску між деякими точками простору в той самий момент часу.

Також використовують комбінації всіх вищезазначених характеристик.

На Рис.1.1 приведено приклад

Для того, щоб вирішити приведені протиріччя і знайти деякий компроміс в роботі розглянути кілька підходів до моделювання і аналізу каналу зв'язку на фізичному рівні:

- Для аналізу ГА каналу зв'язку в області низьких частот використовуються положення хвильової теорії. Проводиться аналіз векторного акустичного поля в спрощеній моделі хвилеводу Пікеріса в рамках хвильової теорії, розглядається плоско-паралельний хвилевід, одно і багатомодовий випадок;
- Розгляд каналу в області високих частот засновано на використанні променевої теорії. Такий підхід має свої недоліки і в прогностичній частині засновується на суто імовірнісних методах;

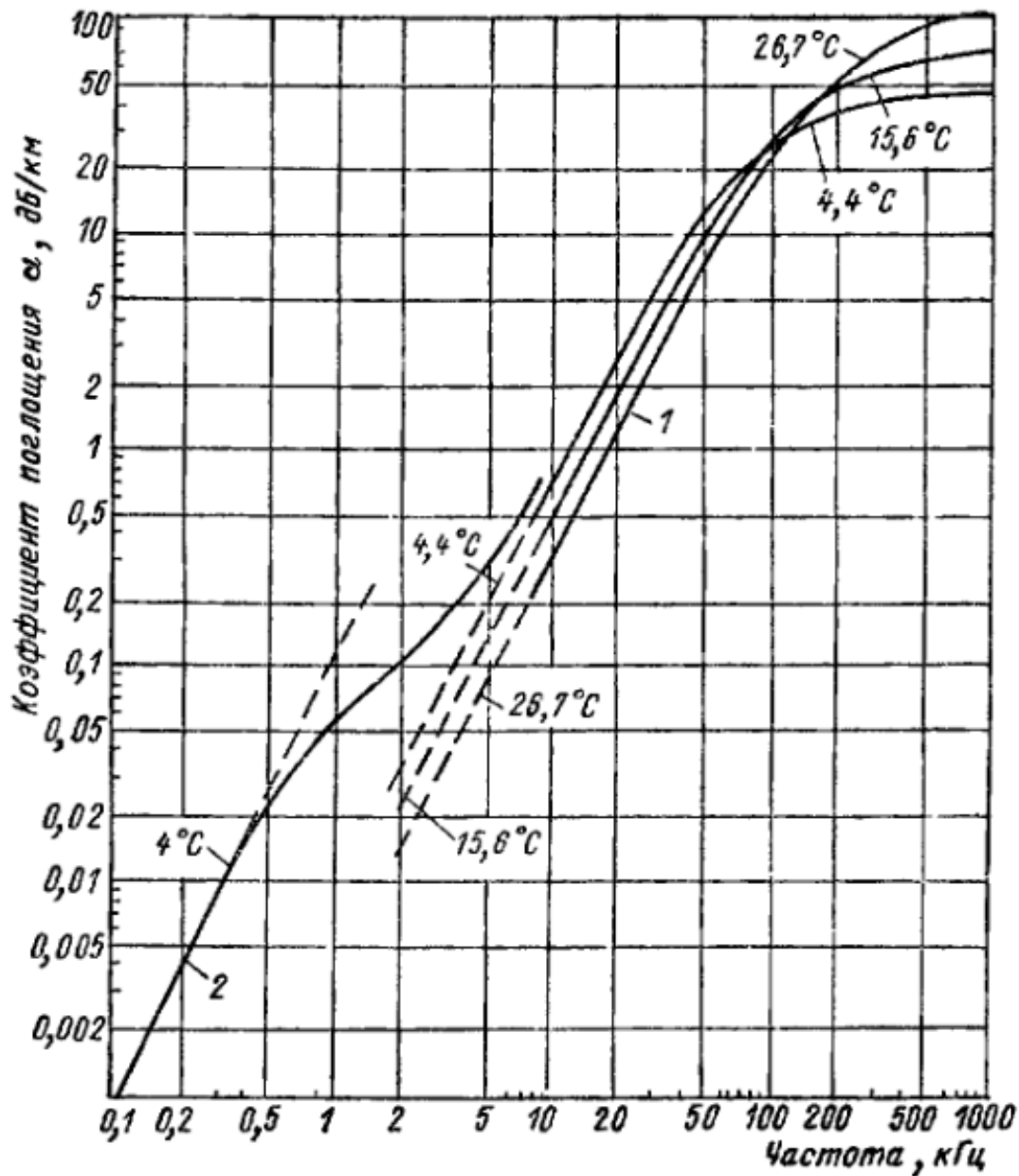


Рис. 1.1: Частотна залежність затухання акустичного сигналу [35].

- В роботі робиться акцент на експериментальному підході і спробі порівняти вищезгадані теорії для знаходження границь їх прийнятності.

1.3 Висновки

До основних критеріїв оціни якості систем зв'язку відносять:

- швидкість передачі даних;

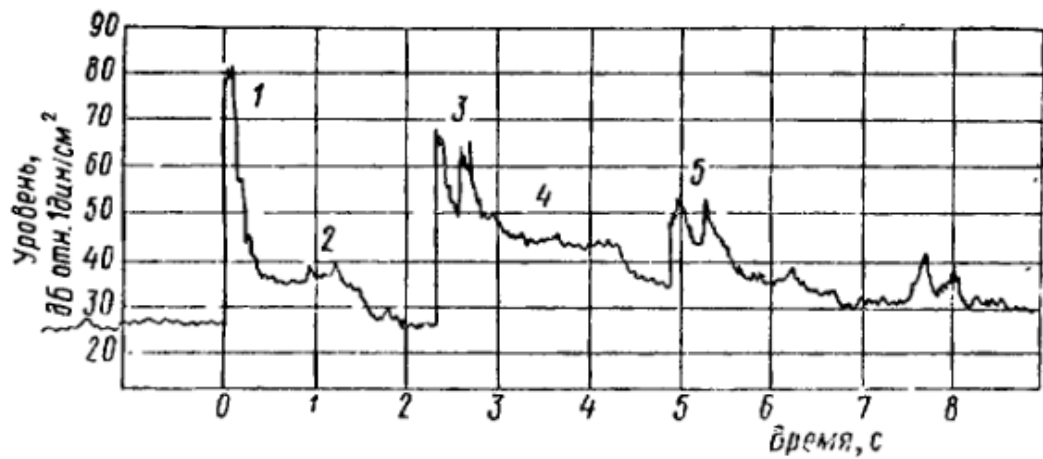


Рис. 1.2: Інтенсивність прийнятого сигналу від вибухового джерела звуку.

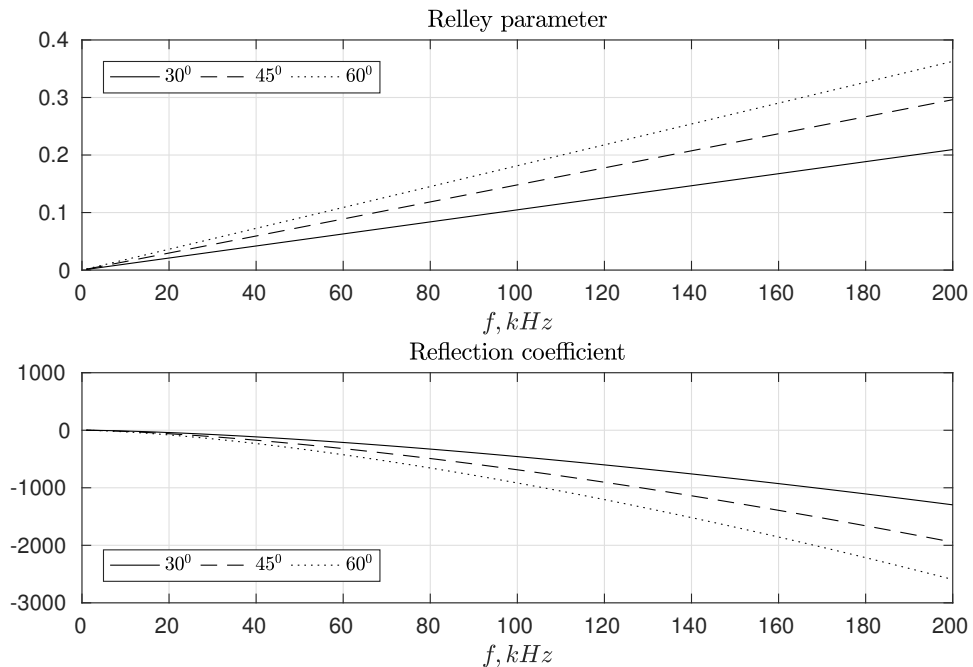


Рис. 1.3: Параметр Релея і коефіцієнт відбиття від поверхні. Хвилювання моря – 3 бали (висота хвиль $\simeq 0.5$ м).

- ефективність використання частотного діапазону;
- імовірність бітової помилки в залежності від відношення сигнал/шум.

В подальшому в роботі будуть використовуватись саме ці критерії в значеннях приведених в цьому розділі.

Сучасний стан задач цифрового ГА зв'язку свідчить про широке поле пи-

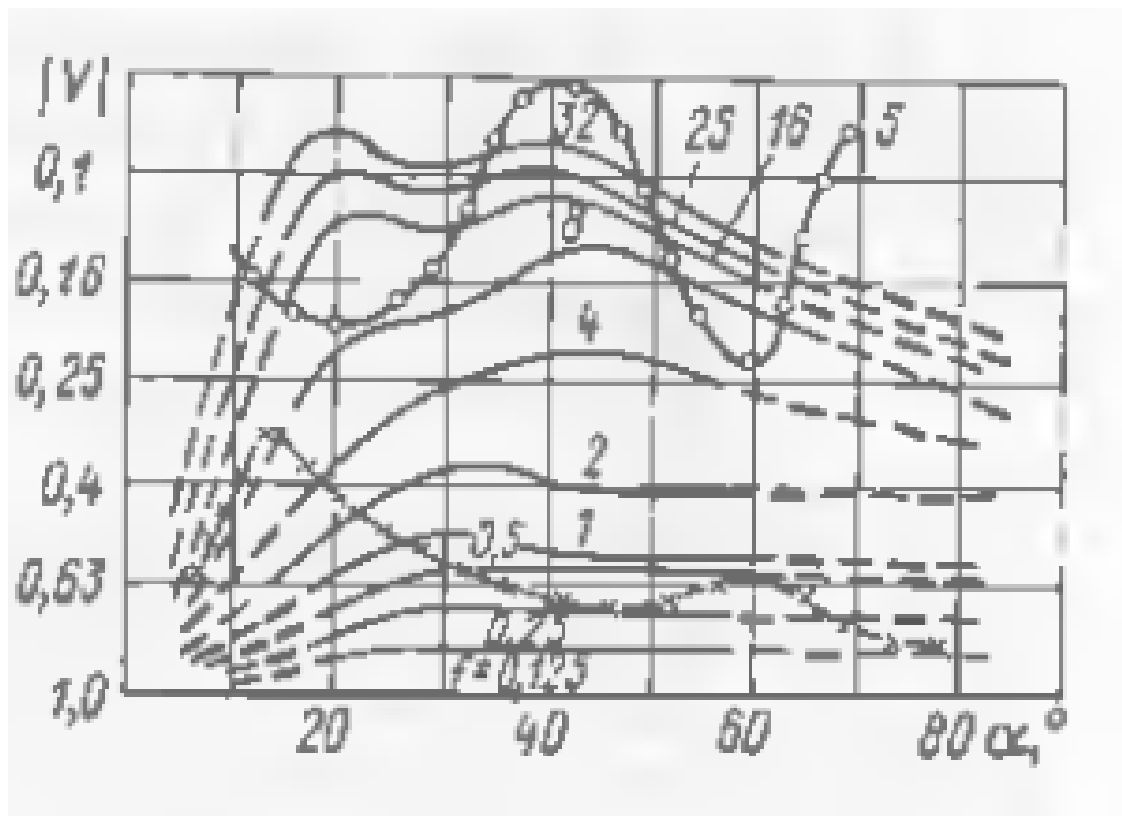


Рис. 1.4: Частотна залежність коефіцієнта відбиття акустичного сигналу від частоти і кута ковзання. Суцільними лініями показано дані Маршала для рівного дна з твердим ґрунтом. Частоти вказано цифрами в кГц.

тань, що підлягають детальній розробці і вимагають теоретичних і практичних досліджень. Попри велику кількість практичних робіт єдиного підходу до розробки систем ГА зв'язку не існує. Найбільш широко вживані два методи:

- Метод спроб і помилок. Полягає в послідовному випробуванні всіх можливих підходів з надією знайти оптимальний.
- Адаптація методів відомих з радіо-зв'язку до умов ГА каналів.

Другий метод є досить перспективним, однак суттєві відмінності радіо- і ГА каналів роблять його вкрай непростим хоча і більш ефективним. Найбільшу складність представляють майже повністю відсутні в радіоканалах явища реверберації і дисперсії швидкості розповсюдження, частотної залежності згасання акустичного сигналу. Ці явища сильно ускладнюють задачу управління частотним діапазоном в ГА каналі і вимагають враховувати протилежні вимоги. З

одного боку необхідно збільшувати частоти зв'язку для збільшення швидкості передачі даних і зменшення впливу дисперсії на складний акустичний сигнал, а з іншого боку необхідно зменшувати частоту для зменшення впливу неоднорідностей в хвилеводі і збільшення дальності зв'язку. Приведене протиріччя вимагає від розробника пошуку компромісу і адаптації до конкретних умов. Це призводить до неможливості розробки універсальних засобів ГА зв'язку, що будуть адаптовані до будь-яких умов, або до вкрай невисокої продуктивності таких засобів.

РОЗДІЛ 2

Фізичні особливості розповсюдження імпульсного акустичного сигналу в хвилеводі

2.1 Спрощена модель хвилеводу Пікеріса

Характеристики акустичного середовища в мілкому морі можна змоделювати за допомогою плоско-паралельного хвилеводу. Модель хвилеводу відрізняється від моделі хвилеводу Пікеріса [38], враховує наявність двох плоско-паралельних границь що обмежують шар води. Верхня – границя вода-повітря, що є абсолютно м'якою, нижня – вода-дно, що є абсолютно жорсткою. Товща дна характеризується як нескінченний однорідний півпростір. Розглянута модель зображено на наступному малюнку:

Акустичне поле в товщі води, що розповсюджується від джерела звуку залежить від геометрії хвилеводу (його глибини) і характеру границь. Найбільш простим і достатньо корисним для аналізу є випадок що розглянуто в даній роботі коли нижня границя – абсолютно жорстка, а верхня – абсолютно м'яка. В даній моделі розглядається ідеальне середовище з швидкістю звуку c і густиною ρ , що не залежать від координат z, x . Середовище є ідеально стискуваним,

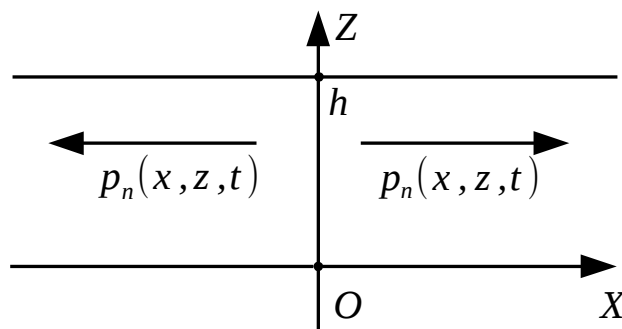


Рис. 2.1: Плоско-паралельний хвилевід

ізотропним з розмірами частинок набагато меншими довжини хвилі. Джерело звуку розташовано на глибині $z = z_0$. Джерело створює акустичне поле, що описується рівнянням Гельмгольца для потенціалу ϕ і звукового тиску p [39, 40]:

$$\begin{cases} \Delta\Phi + k^2\Phi = 0, \\ \Delta p + k^2p = 0, \\ \Phi = \Phi(x, z, t)|_{z=0} = \Phi(x, z, t) = \Phi(x, z)e^{-i\omega t}, \\ p = p(x, z, t)|_{z=0} = p(x, z, t) = p(x, z)e^{-i\omega t}; \end{cases} \quad (2.1)$$

Оператор Лапласа для вибраної декартової системи координат подається у вигляді:

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}. \quad (2.2)$$

Тоді потенціал у декартових координатах:

$$\frac{\partial^2 \phi(x, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi(x, z)}{\partial z^2} + k^2 \phi(x, z) = 0. \quad (2.3)$$

Граничні умови в обраній моделі:

$$\begin{cases} \phi(x, z)|_{z=h} = 0 \\ \left. \frac{\partial \phi(x, z)}{\partial z} \right|_{z=0} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Розв'язок рівняння (2.3) знаходимо за методом Фур'є у вигляді:

$$\phi(x, z, t) = X(x)Z(z)T(t) \quad (2.5)$$

Вданому випадку ми розглядатимемо гармонічні коливання, тобто складові ряду Фур'є утворені після розкладання імпульсного акустичного сигналу в ряд:

$$T(t) = e^{i\omega t} \quad (2.6)$$

Потенціал акустичного поля запишемо розв'язок у вигляді:

$$\phi(x, z, t) = X(x)Z(z)e^{i\omega t} \quad (2.7)$$

Або:

$$\phi(x, z, t) = \Psi(x, z)e^{i\omega t} \quad (2.8)$$

З (2.8) знаходимо:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \phi(x, z, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial x^2} e^{i\omega t}, \\ \frac{\partial^2 \phi(x, z, t)}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial z^2} e^{i\omega t}, \\ \frac{\partial^2 \phi(x, z, t)}{\partial t^2} = -\omega^2 \psi(x, z) e^{i\omega t}. \end{cases} \quad (2.9)$$

Підставляючи (2.9) в (2.3) і скоротивши на $e^{i\omega t}$ отримаємо:

$$\frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial z^2} + k^2 \psi(x, z) = 0. \quad (2.10)$$

Оскільки:

$$\psi(x, z, t) = X(x)Z(z) \quad (2.11)$$

підставимо (2.11) в граничні умови (2.4) і отримаємо:

$$Z(z) \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + X(x) \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} + k^2 X(x)Z(z) = 0, \quad (2.12)$$

$$-\frac{X''(x)}{X(x)} = \frac{Z''(z)}{Z(z)} + k^2 = 0. \quad (2.13)$$

Далі отримаємо 2 рівняння:

$$X_n''(x) + k_n^2 X_n(x) = 0 \quad (2.14)$$

$$Z_n''(z) + (k - k_n^2) Z_n(z) = 0 \quad (2.15)$$

Розв'язок (2.14) будемо шукати у вигляді:

$$X_n(x) = C_1 e^{-ik_n x} + C_2 e^{ik_n x} \quad (2.16)$$

Розв'язок (2.15) будемо шукати у вигляді:

$$Z_n(z) = A_n \sin \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) + B_n \cos \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) \quad (2.17)$$

Розглянемо тільки хвилю яка "біжить" вздовж додатнього напрямку з (2.16) і підставимо її і (2.17) в (2.11). Тоді для потенціалу поля отримаємо:

$$\phi(x, z, t) = A_n \sin \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) + B_n \cos \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) e^{i(\omega t - k_n x)} \quad (2.18)$$

Сталі A_n , B_n визначимо з граничних умов (2.4) за допомогою (2.17):

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial Z_n(z)}{\partial z} \right|_{z=0} = \sqrt{k^2 - k_n^2} A_n \cos \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) - \\ - \sqrt{k^2 - k_n^2} B_n \sin \left(\sqrt{k^2 - k_n^2} z \right) \Big|_{z=0} = \sqrt{k^2 - k_n^2} A_n, \\ A_n = 0, \\ Z_n(z)|_{z=h} = B_n \cos \left(h \sqrt{k^2 - k_n^2} \right) = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

З (2.19) отримаємо дисперсійне рівняння:

$$\cos \left(h \sqrt{k^2 - k_n^2} \right) = 0 \quad (2.20)$$

Розв'язком дисперсійного рівняння може бути:

$$k_n = k_0 \sqrt{1 - \left[\frac{(2n+1)\lambda}{4h} \right]^2} \quad (2.21)$$

Загальний розв'язок рівняння Гельмгольца, що задовольняє (2.4) є:

$$\phi(x, z) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n \cos \left(\frac{\pi(1+2n)}{2h} z \right) e^{i(\omega t - k_n x)} \quad (2.22)$$

Коефіцієнт B_n з (2.8) визначається характеристиками джерела. Потенціал поля (2.8) може бути представленим у вигляді:

$$\phi(x, z) = \sum_{n=0}^{\infty} b_n u_{n+1} \cdot e^{i(\omega t - k_n x)} \quad (2.23)$$

де u_{n+1} – власні функції, що відповідають задачі Штурма-Ліувілля для рівняння Гельмгольца.

Задамо розподіл коливальної швидкості в площині $x = 0$, що задається джерелом:

$$\phi_{source}(0, z, t) = \phi_{source}(z) e^{i(\omega t - k_n x)} \quad (2.24)$$

Вважаємо тиск в хвилеводі в площині $x = 0$ рівним тиску, що створюється джерелом в цій площині, тоді:

$$\phi_{source}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} b_{n+1} u_{n+1} \cdot e^{i\omega t} \quad (2.25)$$

де b_{n+1} – коефіцієнти ряду власних функцій джерела $\phi_{source}(z)$, що відповідають задачі Штурма-Ліувілля. Використаємо функцію Дірака і ортонормованість власних функцій і перемножимо частини рівняння 2.25 на $u_{m+1} z dz$ та інтегруючи в межах від 0 до h отримаємо:

$$\begin{aligned} \int_0^h u_{m+1}(z) \phi_{source}(z) dz &= b_{m+1} \int_0^h u_{m+1}^2(z) dz + \\ &+ \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{\infty} b_{n+1} \int_0^h u_{m+1}(z) u_{n+1}(z) dz \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$b_{n+1} = \int_0^h \phi_{source}(z) u_{n+1}(z) dz \quad (2.27)$$

Підставимо граничні умови:

$$\begin{cases} u_{n+1}(z) &= \sqrt{\frac{2}{h}} \sin\left(\frac{\pi(1+2n)}{2h}z\right) \\ b_{n+1}(z) &= \sqrt{\frac{2}{h}} \int_0^h \phi_{source}(z) \sin\left(\frac{\pi(1+2n)}{2h}z\right) dz \end{cases} \quad (2.28)$$

Для граничних умов (2.4) потенціал поля:

$$\phi(x, z, t) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n \cos\left(\frac{\pi(1+2n)}{2h}z\right) \cdot e^{i(\omega t - k_n x)} \quad (2.29)$$

З потенціалу поля знайдемо константу, що визначає роботу джерела:

$$B_n = \frac{2}{h} \int_{n=0}^{\infty} \psi_{source}(z) \sin\left(\frac{\pi(1+2n)}{2h}z\right) dz \quad (2.30)$$

Умова точкового джерела:

$$\phi_{source}(z) = A\delta(z - z_0) \quad (2.31)$$

В такому випадку в площині $x = 0$ знаходиться м'який екран, а на лінії $z = z_0$ знаходиться отвір шириною Δz в якому задано потенціал (2.11):

$$\psi_{source}(z) = \begin{cases} 0 & , z \notin \Delta z \\ \frac{A}{\Delta z} & , z \in \Delta z \end{cases} \quad (2.32)$$

$$B_0 = \frac{A}{h} \int_0^h \delta(z - z_0) dz = \frac{A}{h}, \quad (2.33)$$

$$B_n = \frac{A}{h} \int_0^h \delta(z - z_0) dz = \frac{A}{h} \sin\left(\frac{\pi(2n+1)}{h}z_0\right) \quad (2.34)$$

Потенціал акустичного поля від точкового джерела в хвилеводі з граничними умовами (2.4):

$$\phi_n = \frac{i\nu_0}{2h} \sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x) \cos\left[\frac{\pi(2n+1)}{2h}z_0\right] \cos\left[\frac{\pi(2n+1)}{2h}z\right] e^{-i\omega t} \quad (2.35)$$

де $H_0^{(1)}$ – функція Ганкеля першого роду, нульового порядку, ν_0 – коливальна швидкість поверхні джерела, k_n – хвильове число, знаходиться у вигляді:

$$k_n = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{(2n+1)\lambda}{4h} \right)^2} \quad (2.36)$$

де h – глибина хвилеводу, (x, z) – координати в хвилеводі, z_0 – положення випромінювача. З дисперсійного рівняння випливає, що поле в хвилеводі на моді з номером n має граничну частоту:

$$f_{\text{гр}} = \frac{(2n+1)c}{4h} \quad (2.37)$$

В залежності від $f/f_{\text{гр}}$ можливо:

- $f/f_{\text{гр}} > 1$ хвильові числа приймають дійсні значення, в хвилеводі поширюються однорідні хвилі з груповою швидкістю $V_{\text{гр}}$;
- $f/f_{\text{гр}} < 1$ комплексна частина хвильового числа не дорівнює 0, в хвилеводі поширюються неоднорідні хвилі, що затухають експоненційно вздовж OX і участі в переносі енергії не приймають;
- $f/f_{\text{гр}} = 1$, $k_n = 0$ – в хвилеводі виникають синфазні коливання вздовж вісі OZ .

Основну частину енергії на великі відстані переносять перші моди хвилеводу [3]. Тому роботі розглянемо в сумі 2.35 лише моди з номерами $n \leq \frac{2h}{\lambda}$, моди з номерами $n \geq \frac{2h}{\lambda}$ швидко затухають [41].

2.2 Оцінка деформації хвильового пакету в хвилеводі

2.2.1 Оцінка похибки апроксимації нескінченного ряду Фур'є скінченною кількістю членів ряду

Оскільки в (3.4) ми беремо лише M коефіцієнтів нескінченного ряду Фур'є виникає питання оцінки похибки, яку ми вносимо таким чином в модель. Для

оцінки похибку пропонується скористатися відношенням для оцінки середньоквадратичного відхилення [3]:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\int_0^\tau p_n(z, t)^2 dt}} \times \sqrt{\int_0^\tau \left[p_n(z, t) - \cos\left(\frac{n\pi z}{h}\right) \sum_{m=-M/2}^{m=M/2} D_m e^{i\omega_m t} \right]^2 dt}$$

Результат розрахунку середньоквадратичного відхилення для випадку безрозмірних параметрів: де f_s – частота дискретизації сигналу, f_0 – частота запов-

Табл. 2.1: Безрозмірні параметри сигналу

f_0	$0.001f_s$
τ	$\frac{10}{f_0}$
T	10τ
M	1024
δ	0.5%

нення імпульсу, τ – тривалість імпульсу, T – період слідування імпульсів, M – кількість точок розкладення. Як видно з результатів моделювання похибка дуже невелика і нею можна знехтувати.

2.2.2 Оцінка затримки розповсюдження акустичного імпульсу

Як видно з (3.4) акустичний імпульс в каналі буде втрачати свою прямокутну форму і затримуватись у часі відносно імпульсу, що розповсюджується в умовах вільного простору без дисперсії. Щоб оцінити додаткову затримку розповсюдження пропонується використовувати кореляційний фільтр для визначення точного часу приходу імпульсу в точку прийому. Залишемо вираз для

кореляційної фільтрації недеформованого $p_0(t)$ і деформованого імпульсів:

$$S(\tau) = \int_0^\tau p(t) \cdot p_0(t - \tau) dt \quad (2.38)$$

тут зміщення в часі виражено змінною τ . Максимум $S(\tau)$ вказуватиме на зміщення отриманого деформованого каналним розповсюдженням імпульсу відносно недеформованого, що розповсюджується без дисперсії.

Для того, щоб пояснити і оцінити затримку розповсюдження акустичного імпульсу в каналі скористаємось поняттям групової швидкості, яку можна розрахувати за [3]:

$$V_{ngr} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{nkr}}{\omega}\right)^2} \quad (2.39)$$

де V_{ngr} – групова швидкість моди n , ω_{nkr} – критична частота моди n , ω – частота коливання для якого визначається групова швидкість, c – швидкість звуку в середовищі. Порівнюючи групову швидкість для частоти заповнення акустичного імпульсу з модельним значенням приходу імпульсу в точку прийому можна зробити висновок про відповідність групової швидкості основної частоти швидкості перенесення енергії акустичним імпульсом.

Приклад визначення часу приходу імпульсу приведено на Рис.2.2. На Рис.2.2(а)

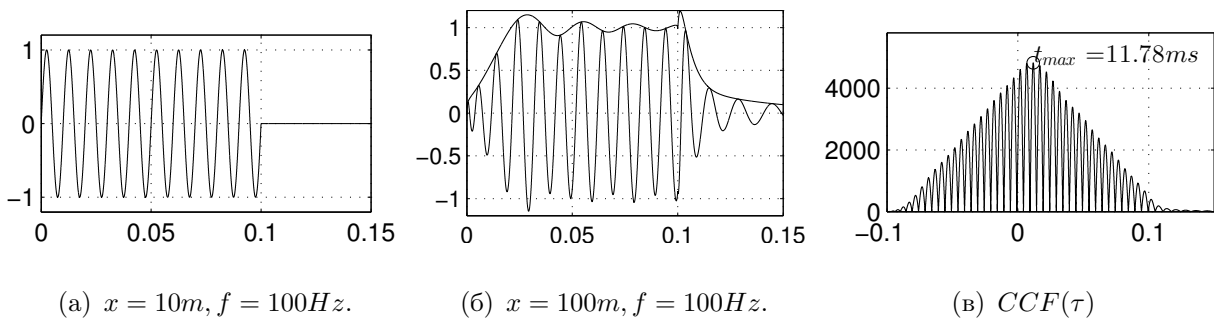


Рис. 2.2: Визначення часу приходу імпульсу в точку спостереження за допомогою функції кореляції

показано сигнал в точці випромінення з нульовим зміщенням, на Рис.2.2(б) показано сигнал в точці прийому, що відстоїть на 100м від джерела. На Рис.2.2(в) показано їх ВКФ. Для моделювання обрано сигнал з частотою 100Гц, тривалістю імпульсу в 10 періодів. Сигнал розповсюджується в хвилеводі з глибиною

15м. Як видно з Рис.2.2(б) за обвідною сигналу складно точно визначити час приходу, а за максимум ВКФ легко отримати одну точку, що відповідатиме затримці в 11.78мс.

2.2.3 Оцінка деформації форми акустичного імпульсу

Також слід певним чином оцінити деформацію форми акустичного імпульсу. Для цього пропонується скористатись імовірністю правильного виявлення. Для цього скористаємось функцією, що встановлює ступінь схожості двох сигналів:

$$\rho = \frac{1}{E_b} \int_0^T p_1(t) \cdot p_2(t) dt \quad (2.40)$$

Функція 2.40 буде тим більша, чим більш повно співпадають акустичні сигнали $p_1(t)$ і $p_2(t)$. Тут енергія одного символу:

$$E_b = \int_0^T p^2(t) dt \quad (2.41)$$

В умовах ізотропного шуму імовірність похибки можна визначити за [20]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{E_b(1 - \rho)}{N_0}} \right) \quad (2.42)$$

де додаткова функція помилки Гауса визначається, як:

$$Q(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt \quad (2.43)$$

аргументом 2.43 виступає:

$$x = \sqrt{\frac{E_b(1 - \rho)}{N_0}} \quad (2.44)$$

Очевидно, що вираз (2.40) є функцією взаємної кореляції з коефіцієнтом $\rho(\tau)$, для якої величина τ визначається тривалістю деформованого імпульсу повідомлення (2.38).

2.2.4 Оцінка деформації пакету різночастотних акустичних імпульсів

Результати комп'ютерного робіт [24, 42, 27, 26], польових експериментів [19, 6, 5, 43, 44], модельних робіт [16, 13] показують високу складність акустичних сигналів в ГА каналах, складність з визначенням часу приходу імпульсу до приймача, швидкістю перенесення енергії. При чому, чисто теоретично задача давно розв'язана для випадку ідеального одночастотного сигналу [45, 46, 47, 48, 12]. Однак практична цінність цього розв'язку залишається відкритим питанням, оскільки в реальності оперувати сигналами великої тривалості, спектр яких можна вважати настільки вузьким, що він відповідатиме тоновому сигналу не є можливим. На практиці завжди йде мова про короткі імпульси [29, 30], а то і про сигнали з розширенням спектру [8, 49, 50, 14, 51, 1]. Спектр таких сигналів складається з великої кількості компонент, яким відповідають різні швидкості розповсюдження, що сильно спотворюють сигнал. Це в свою чергу призводить до невисокої ширини каналу зв'язку.

Розглянемо для початку аналізу випадок використання різночастотного коду, коли частота заповнення короткого акустичного імпульсу кодує інформацію і такі різночастотні імпульси розповсюджуються в каналі один за одним. Результати моделювання такої задачі приведені в роботах: [24, 42, 27, 26]. Для пояснення отриманих в цих роботах кривих пропонується розглянути енергетичні характеристики хвильового пакету, що складається з двох близьких за частотою (ω_I, ω_{II}) компонентів з амплітудами C_n^I, C_n^{II} відповідно. Плоска хвиля $p_n(x, z, t)$ може бути записана:

$$p_n(x, z, t) = p_1 + p_2. \quad (2.45)$$

Ці дві хвилі – хвилі Бріллюєна [23, 47] мають фазову швидкість, що не залежить від номеру моди, однак значення кута θ_n залежить від n . Таким чином кожному значенню ω_I, ω_{II} відповідає $\theta_n^I, \theta_n^{II}$. Тоді для деякої нормальної хвилі

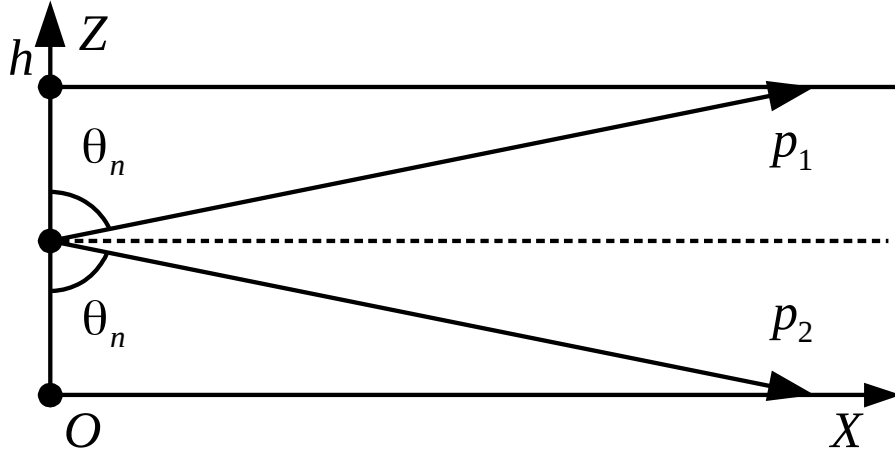


Рис. 2.3: Приклад нормальних хвиль Бріллюєна.

з частотою ω і амплітудою C_n знаючи тиск:

$$\begin{aligned}
 p_n(x, z, t) &= p_1 + p_2 = \\
 &= \left(\frac{C_n}{2} e^{-i(\omega t - \frac{n\pi z}{h} - k_n x)} \right) + \\
 &+ \left(\frac{C_n}{2} e^{-i(\omega t - \frac{n\pi z}{h} - k_n x)} \right)
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

і компоненту коливальної швидкості:

$$\begin{aligned}
 V_{xn}(x, z, t) &= \left(\frac{k_n C_n}{2\omega\rho} e^{-i(\omega t - \frac{n\pi z}{h} - k_n x)} \right) + \\
 &+ \left(\frac{k_n C_n}{2\omega\rho} e^{-i(\omega t - \frac{n\pi z}{h} - k_n x)} \right)
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Можна знайти складові вектору густини потоку потужності $W_{xn}(x, z, t)$ вздовж осі хвилеводу:

$$\begin{aligned}
 W_{xn}(x, z, t) &= \Re[p_{nx}(x, z, t)] \Re[V_{nx}(x, z, t)] = \\
 &= \frac{k_n C_n^2}{2\omega\rho} \times \cos^2(\omega t - k_n x) \cos^2\left(\frac{n\pi z}{h}\right)
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Для кожної пари хвиль Бріллюєна на Рис.2.3 для частот ω_I , ω_{II} і відповідних їм θ_n^I , θ_n^{II} складові вектору густини потоку потужності можуть бути записані у

вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{xn}^I(x, z, t) = \frac{(k_n^I(C_n^I)^2)}{2\omega_I\rho} \cos^2(\omega_I t - k_n^I x) \times \\ \times \cos^2(k^I \cos(\theta_n^I) z), \\ k_n^I = k^I \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{nkr}}{\omega_I}\right)^2}, \\ \omega_I = \frac{\omega_{nkr}}{\cos(\theta_n^I)}, \\ k^I = \frac{\omega_I}{c}. \end{array} \right. \quad (2.49)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{xn}^{II}(x, z, t) = \frac{(k_n^{II}(C_n^{II})^2)}{2\omega_{II}\rho} \cos^2(\omega_{II} t - k_n^{II} x) \times \\ \times \cos^2(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z), \\ k_n^{II} = k^{II} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{nkr}}{\omega_{II}}\right)^2}, \\ \omega_{II} = \frac{\omega_{nkr}}{\cos(\theta_n^{II})}, \\ k^{II} = \frac{\omega_{II}}{c}. \end{array} \right. \quad (2.50)$$

А сумарний густина потоку потужності $W_{x\Sigma}$ для випадку розповсюдження обраних хвиль в одному напрямку вздовж вісі OX можна записати:

$$W_{x\Sigma} = W_{xn}^I + W_{xn}^{II} + 2\rho V_{xn}^I V_{xn}^{II}, \quad (2.51)$$

де компоненти $2\rho c V_{xn}^I V_{xn}^{II} = \Delta W_{xn}^{(I,II)}$ можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} \Delta W_{xn}^{(I,II)} &= 2\rho c V_{xn}^I V_{xn}^{II} = 2\rho c \Re[V_{xn}^I V_{xn}^{II}] = \\ &= c \frac{k_n^I k_n^{II} C_n^I C_n^{II}}{2\rho\omega_I\omega_{II}} \times \\ &\times \cos(\omega_I t - k_n^I x) \cos(k^I \cos(\theta_n^I) z) \times \\ &\times \cos(\omega_{II} t - k_n^{II} x) \cos(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z) \end{aligned} \quad (2.52)$$

Тоді сумарна інтенсивність $I_{x\Sigma}$, як середнє за період значення густини потоку потужності можна визначити:

$$I_{x\Sigma} = \langle W_{xn}^I \rangle + \langle W_{xn}^{II} \rangle + \langle \Delta W_{xn}^{(I,II)} \rangle. \quad (2.53)$$

Де період спостереження для складової W_{xn}^I можна знайти як $T_I = \frac{2\pi}{\omega_I}$, для W_{xn}^{II} – $T_{II} = \frac{2\pi}{\omega_{II}}$, а для $\Delta W_{xn}^{(I,II)}$ – період представимо, як деяку величину T_0 , що

є шириною зони високої кореляції сигналів з частотами ω_I і ω_{II} в околі точки спостереження. І дійсно, деякій парі ω_I і ω_{II} відповідають кути θ_n^I , θ_n^{II} і хвилі, що вийшли під цими кутами приходять в деякі точки хвилеводу одночасно (Рис.2.4). Сумарна інтенсивність в цій зоні високої кореляції буде:

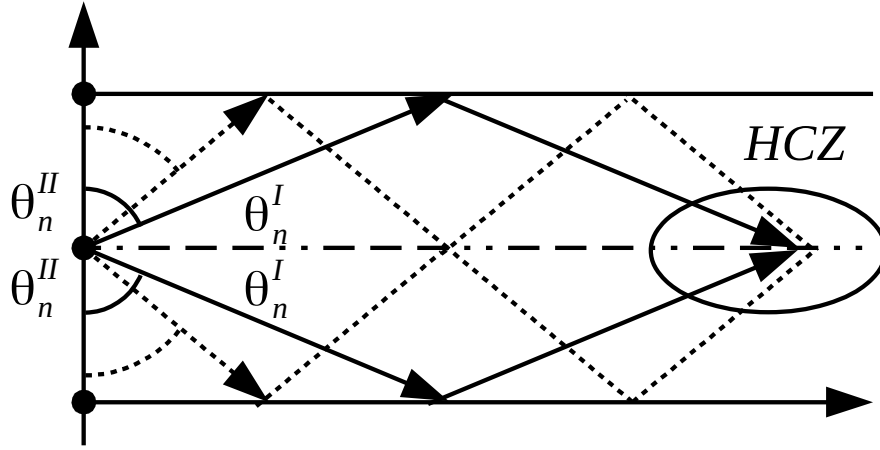


Рис. 2.4: Формування зон високої кореляції хвиль Бріллюєна.

$$\begin{aligned}
I_{x\Sigma} = & \frac{k_n^I (C_n^I)^2}{2\omega_I \rho T_1} \times \\
& \times \int_0^{T_1} \cos^2(\omega_I t - k_n^I x) \cos^2(k^I \cos(\theta_n^I) z) dt + \\
& + \frac{k_n^{II} (C_n^{II})^2}{2\omega_{II} \rho T_2} \int_0^{T_2} \cos^2(\omega_{II} t - k_n^{II} x) \times \\
& \times \cos^2(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z) dt + \frac{k_n^I k_n^{II} C_n^I C_n^{II}}{4\omega_I \omega_{II} \rho^2 T_{pr}} \times \\
& \times \int_0^{T_{pr}} \cos(\omega_I t - k_n^I x) \cos(k^I \cos(\theta_n^I) z) \times \\
& \times (\cos(\omega_{II} t - k_n^{II} x) \cos(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z)) dt.
\end{aligned} \tag{2.54}$$

Інтегрالي в (2.54) можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned}
I_{x\Sigma} = & \frac{k_n^I (C_n^I)^2}{2\omega_I \rho} \cos^2(k^I \cos(\theta_n^I) z) + \\
& + \frac{k_n^{II} (C_n^{II})^2}{2\omega_{II} \rho} \cos^2(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z) + \\
& + 2\rho c \frac{k_n^I (C_n^I)^2}{2\omega_I \rho} \frac{k_n^{II} (C_n^{II})^2}{2\omega_{II} \rho} \times \\
& \times \cos(k^I \cos(\theta_n^I) z) \cos(k^{II} \cos(\theta_n^{II}) z) \times \\
& \times \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \cos(\omega_I t - k_n^I x) \cos(\omega_{II} t - k_n^{II} x) dt.
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Результати інтегрування в третьому доданку (2.55) розглянемо лише для огибаючої сигналу (комбінаційна частота різності). Представимо огибаючу як:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \cos(\omega_I t - k_n^I x) \cos(\omega_{II} t - k_n^{II} x) dt = \\
& = \frac{\sin([\omega_I - \omega_{II}] T_0 - [k_n^I - k_n^{II}] x)}{2([\omega_I - \omega_{II}] T_0 - [k_n^I - k_n^{II}] x)}.
\end{aligned} \tag{2.56}$$

Права частина (2.56) може бути спрощена введенням умови $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_I - \omega_{II}}$:

$$\begin{aligned}
& \frac{\sin([\omega_I - \omega_{II}] T_0 - [k_n^I - k_n^{II}] x)}{2([\omega_I - \omega_{II}] T_0 - [k_n^I - k_n^{II}] x)} = \\
& = -\frac{\sin(k_n^I - k_n^{II} x)}{2(2\pi - (k_n^I - k_n^{II}) x)}.
\end{aligned} \tag{2.57}$$

В силу властивості функції $\sin(\dots)$ чисельник приймає значення:

$$\begin{cases} 0, & x = \frac{p\pi}{k_n^I - k_n^{II}}, \\ 1, & x = \frac{\pi/2 + 2p\pi}{k_n^I - k_n^{II}}, \\ -1, & x = \frac{3\pi/2 + 2p\pi}{k_n^I - k_n^{II}} \end{cases} \tag{2.58}$$

2.3 Векторні характеристики полів в хвилеводах в задачах кодового зв'язку

До векторних характеристик акустичного поля відносять інтенсивність I і коливальну швидкість V . Інтенсивність – середня за часом енергія, що переноситься акустичною хвилею і протікає через площину перпендикулярну до напрямку розповсюдження акустичної хвилі в одиницю часу. Для гармонічних коливань виконується рівність:

$$I = 0.5pV \cos(\Delta\phi_{pv}) \quad (2.59)$$

де $\Delta\phi_{pv}$ – фазовий зсув між функціями тиску p і вектору коливальної швидкості V . Для визначення інтенсивності необхідно визначити тиск і компоненти коливальної швидкості:

$$\begin{cases} p &= \rho_0 \frac{d\phi_n}{dt} \\ V_i &= -\frac{d\phi_n}{di} \end{cases} \quad (2.60)$$

Знаючи потенціал поля 2.35 підставимо його в вираз для 2.60:

$$\begin{aligned} p &= \rho_0 \frac{d\phi_n}{dt} = \rho_0 \frac{jV_0}{2h} \left(\sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t} \right) = \\ &= \rho_0 \frac{-iV_0}{2h} (-i\omega) \left(\sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t} \right) = \\ &= \rho_0 \frac{V_0 \omega}{2h} \left(\sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t} \right); \\ j &= -i \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\begin{aligned}
V_x &= \frac{d\phi_n}{dx} = \frac{-jV_0}{2h} \sum_{n=0}^{\infty} -k_n H_1^{(1)}(k_n x) \cdot \\
&\cdot \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t} = \\
&= \frac{iV_0}{2h} \sum_{n=0}^{\infty} k_n H_1^{(1)}(k_n x) \cdot \\
&\cdot \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t}, \\
j &= -i
\end{aligned} \tag{2.62}$$

$$\begin{aligned}
V_z &= \frac{d\phi_n}{dz} = \frac{jV_0}{2h} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} \right] H_0^{(1)}(k_n x) \cdot \\
&\cdot \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] - \sin \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t} = \\
&= \frac{iV_0}{2h} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} \right] H_0^{(1)}(k_n x) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cdot \\
&\cdot \sin \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right] e^{-i\omega t}, \\
j &= -i
\end{aligned} \tag{2.63}$$

Введемо заміну:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{-\omega \rho_0 V_0}{2h}, \\ B = \frac{V_0}{2h}, \\ C1_n(z, z_0) = \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right], \\ C2_n(z, z_0) = \frac{\pi(2n+1)}{2h} \cos \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z_0 \right] \sin \left[\frac{\pi(2n+1)}{2h} z \right]. \end{array} \right. \tag{2.64}$$

Розглянемо просторову залежність акустичного поля, опустимо часову залежність $e^{-i\omega t}$:

$$\begin{cases} p_n &= A \sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x) C1_n(z, z_0), \\ V_x &= B \sum_{n=0}^{\infty} k_n C1_n(z, z_0) \left[N_1^{(1)}(k_n x) - i J_1^{(1)}(k_n x) \right], \\ V_z &= B \sum_{n=0}^{\infty} k_n C2_n(z, z_0) \left[N_0^{(1)}(k_n x) - i J_0^{(1)}(k_n x) \right], \end{cases} \quad (2.65)$$

Вектор інтенсивності акустичного поля буде:

$$\begin{cases} I_i &= \Re p \Re V_i + \Im p \Im V_i; \\ I_x &= AB \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C1_n(z, z_0) k_m C1_m(z, z_0) J_0^1(k_n x) N_1^1(k_m x) - \\ &- AB \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C1_n(z, z_0) k_m C1_m(z, z_0) N_0^1(k_n x) J_1^1(k_m x); \\ I_z &= AB \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C1_n(z, z_0) k_m C2_m(z, z_0) J_0^1(k_n x) N_1^0(k_m x) - \\ &- AB \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C1_n(z, z_0) k_m C2_m(z, z_0) N_0^1(k_n x) J_0^1(k_m x); \end{cases} \quad (2.66)$$

Таким чином з виразу 2.66 випливають умови для рівності інтенсивності нулю:

$$\begin{cases} \Re V_x(x_0, z_0) = \Im V_x(x_0, z_0) = 0, \\ \Re V_z(x_0, z_0) = \Im V_z(x_0, z_0) = 0, \end{cases} \quad (2.67)$$

$$\Re p(x_0, z_0) = \Im p(x_0, z_0) = 0, \quad (2.68)$$

$$\begin{cases} \phi(p(x_0, z_0)) - \phi(V_x(x_0, z_0)) = n \frac{\pi}{2}, \\ \phi(p(x_0, z_0)) - \phi(V_z(x_0, z_0)) = n \frac{\pi}{2}, \\ n = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (2.69)$$

Або комбінації попередніх випадків.

2.4 Висновки

В роботі використовується спрощена модель хвилеводу Пікеріса, що, з фізичної точки зору, досить повно відповідає умовам ГА каналів мілкого моря. Обрана модель каналу виглядає як ідеальне однорідне середовище, що обмежене зверху абсолютно м'якою поверхнею і є напівпростором, а знизу обмежене напівпростором з абсолютно жорсткою границею розділу. Хвилевід плоский і паралельний. В хвилеводі акустичний тиск збуджується джерелом акустичних коливань, що розташовано на осі OZ і джерело задається функцією розподілення коливальної швидкості від z .

В результаті аналізу отриманих рівнянь для оцінки деформації акустичних сигналів в хвилеводі визначено, що знакозмінний доданок $\langle \Delta W_{xn}^{I,II} \rangle$ вказує на виникнення додаткового знакозмінного потоку потужності і визначає умову зміни напрямку току енергії в каналі. В ряді робіт [16, 19] таке переорієнтування додаткового потоку потужності асоціюється з ситуацією можливого виникнення руху акустичної енергії по контуру з виникненням вихору. Таким чином, навіть дві компоненти на одній моді вже формують достатньо передумов для виникнення областей в каналі, де існує локальне збільшення/зменшення інтенсивності акустичної хвилі. При цьому, існування в векторному полі акустичної інтенсивності локальних ділянок передбачає створення локальних областей відтоку енергії (зміни напрямку потоку на протилежний) і пов'язаного з цим локального зменшення швидкості поширення імпульсу і (як наслідок) тимчасової затримки імпульсного сигналу. Крім того, максимізація інтеграла (2.57) можлива при співпадінні аргументів інтегральних функцій у фазі. Формально, сам інтеграл (2.56) є ВКФ двох різночастотних хвиль, виникнення і протяжність зона високої кореляції для яких визначиться просторовою тривалістю імпульсів, а мінімальне значення буде відповідати існуванню в точці спостереження лише однієї з нормальних хвиль, представлених хвилями Бріллюєна на фіксованій частоті (куті). Ситуація по співпадінню часу приходу різночастотних нормальних

хвиль в околицю точки спостереження, якій, в свою чергу, відповідає збільшення добавки за інтенсивністю, повинна приводити, як до наростання інтенсивності, так і, відповідно, групової швидкості. Подальше просування по каналу, або зміна кутів (частот) призводить до розфазуванню, зменшенню інтенсивності та кореляції нормальних хвиль. Причому, в силу збереження загальної залежності зростання значення групової швидкості зі збільшенням частоти і періодичності в неоднорідній інтенсивності, картина «сплеск-зниження-сплеск» повинна практично повторюватись у вигляді ступенів. Додамо, що збільшення частоти (кута) призводить до збільшення нахилу хвиль Брілюена до осі каналу, збільшення протяжності зони високої кореляції, а, значить, до більш плавного розфазування, подальшого збереження обвідної, її слабкої деформації і зменшення групової швидкості. В області частот $\frac{\omega_0}{\omega_{1kr}} > 5-6$ дисперсійна залежність асимптотично прагне до значенню швидкості звуку в рідині, що відповідає класичним представленням. Крім того, виключення однієї частотної компоненти або їх малої відмінності ($\Delta\omega = |\omega_{II} - \omega_I| \ll \omega_{I,II}$, $\Delta k = |k_{II} - k_I| \ll k_{I,II}$) після нескладних перетворень аргументів тригонометричних членів рівнянь (2.54)-(2.56) приводить нас до звичайного [23, 3] трактування групової швидкості виду $\frac{\Delta\omega}{\Delta k}$. Також відмітимо, що відсутність дисперсії виключає розглянуті зміни в частинах фазових і групових швидкостей, а також деформації імпульсного кодового повідомлення. Таким чином, недотримання умови малості відмінності частот ω_I і ω_{II} , яке традиційно визначає «групову швидкість», призводить до трактування її стосовно широкосмуговим сигналам – як «швидкість поширення імпульсу», «технічна швидкість» або «швидкість поширення хвильового пакета». Безумовно, запропонована назва трансформованої групової швидкості повинна бути розглянута в контексті робіт [45, 46, 52], фактично є дискусійним і підлягає обговоренню зацікавленими дослідниками.

Розглянуті в роботі співвідношення для просторової залежності акустичного тиску і коливальної швидкості є підґрунтям для моделювання вектору потоку потужності в хвилеводі для різних умов збудження акустичних сигналів. При-

ведені співвідношення доводять існування вихорів потоку потужності в каналі в наслідок взаємодії різних мод і пояснюють фізичну суть зазначеного явища.

РОЗДІЛ 3

Комплексна функція передачі гідроакустичного каналу

3.1 Комплексно-частотна характеристика ідеального плоско-паралельного хвилеводу

Розглянемо модель плоско-паралельного ідеального хвилеводу з абсолютно жорсткими стінками. Короткий акустичний імпульс, що задається збудженням на осі OZ описується у вигляді [2, 3]:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_n(x, z, t) = C_n \cos\left(\frac{n\pi z}{h}\right) e^{-i\omega t} e^{ik_n x}, \\ v_{nx}(x, z, t) = \frac{1}{i\omega\rho} \frac{\partial p_n(x, z, t)}{\partial x} = \\ = \frac{k_n}{\omega\rho} C_n \cos\frac{n\pi h}{z} e^{-i\omega t} e^{ik_n x}, \\ v_{nz}(x, z, t) = \frac{1}{i\omega\rho} \frac{\partial p_n(x, z, t)}{\partial z} = \\ = i \frac{k_n}{\omega\rho} C_n \frac{n\pi h}{z} \sin\left(\frac{n\pi h}{z}\right) e^{-i\omega t} e^{ik_n x}, \end{array} \right. \quad (3.1)$$

де $p_n(x, z, t)$ – тиск для моди з номером n , $v_{nx}(x, z, t)$ і $v_{nz}(x, z, t)$ – компоненти коливальної швидкості, C_n деякий амплітудний коефіцієнт розкладення ряду Фур'є короткого акустичного імпульсу, $k_n = k\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{nkr}}{\omega}\right)^2}$ – проекція хвильового вектора k на вісь OX (хвильове число моди n), $k = \omega/c$ – модуль хвильового вектора (хвильове число), $\omega_{nkr} = \frac{n\pi c}{h}$ – критична частота моди n . Сам імпульсний сигнал можна представити у вигляді:

$$p_n(x, z, t) = \begin{cases} C_n \cos\frac{n\pi z}{h} \sin(\omega_0 t), & t \in [0, \tau_i] \\ 0, & t \notin [0, \tau_i] \end{cases} \quad (3.2)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – частота заповнення імпульсу, τ_i – тривалість імпульсу. Представимо імпульс безкінечним рядом Фур'є і обмежимося деякою кількістю ко-

ефіцієнтів:

$$p_n(z, t) = \cos \frac{n\pi z}{h} \sum_{m=-M/2}^{m=M/2} D_m e^{i\omega_m t} \quad (3.3)$$

Кожна компонента ряду 3.3 створює в хвилеводі моду з номером n і частотою ω_m з частотного ряду розкладення $\omega_m = m\omega_1$, що залежить від розмірів вибірки M . При цьому поле в хвилеводі з врахуванням (3.1, 3.2, 3.3) можна записати у вигляді:

$$p_n(z, t) = \cos \frac{n\pi z}{h} \sum_{m=-M/2}^{m=M/2} D_m e^{i\omega_m t} H(x, z, m). \quad (3.4)$$

де з врахуванням результатів [17] можна записати:

$$H(x, z, m) = \cos \left(\frac{n\pi z}{h} \right) e^{-i\gamma_m x} \quad (3.5)$$

$H(x, z, m)$ – комплексна частотна характеристика хвилеводу, де постійна розповсюдження m -ої частотної компоненти γ_m може бути записана у вигляді:

$$\gamma_m = \frac{\omega_m}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_n k r}{\omega_m} \right)^2}. \quad (3.6)$$

Дані співвідношення справедливі і для інших типів граничних умов. Так використання акустично м'яких границь приводить до подібних виразів, лише у (3.1) $p_n(x, z, t)$ і $V_{nx}(x, z, t)$ множник $\cos \left(\frac{n\pi z}{h} \right)$ слід замінити на $\sin \left(\frac{n\pi z}{h} \right)$. Теж саме відноситься і до (3.2, 3.4).

Покажемо на Рис.3.1 вигляд АЧХ і ФЧХ, що розраховані за 3.5 для першої моди ($n = 1$) каналу з $\omega_1 k r = 2\pi 60$.

Щоб всебічно оцінити вплив фільтраційних властивостей хвилеводу на акустичні сигнали пропонується розглянути яким чином спотворюється форма акустичного імпульсу для:

1. радіоімпульс з тоновим заповненням;
2. радіоімпульс з лінійною частотною модуляцією, частота зростає;
3. радіоімпульс з лінійною частотною модуляцією, частота спадає;

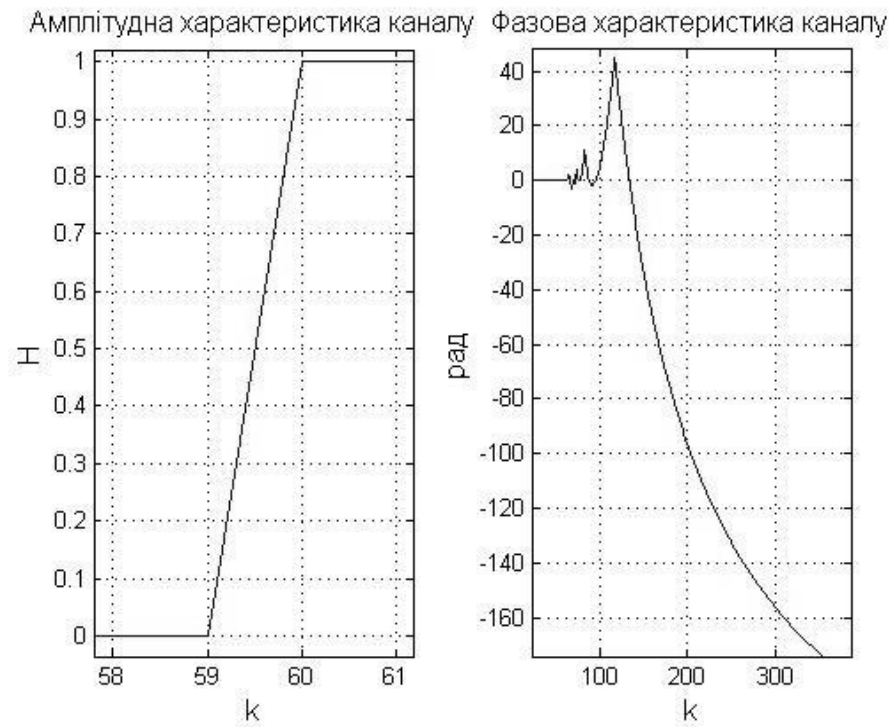


Рис. 3.1: АЧХ і ФЧХ ГА хвильоводу з абсолютно жорсткими стінками.

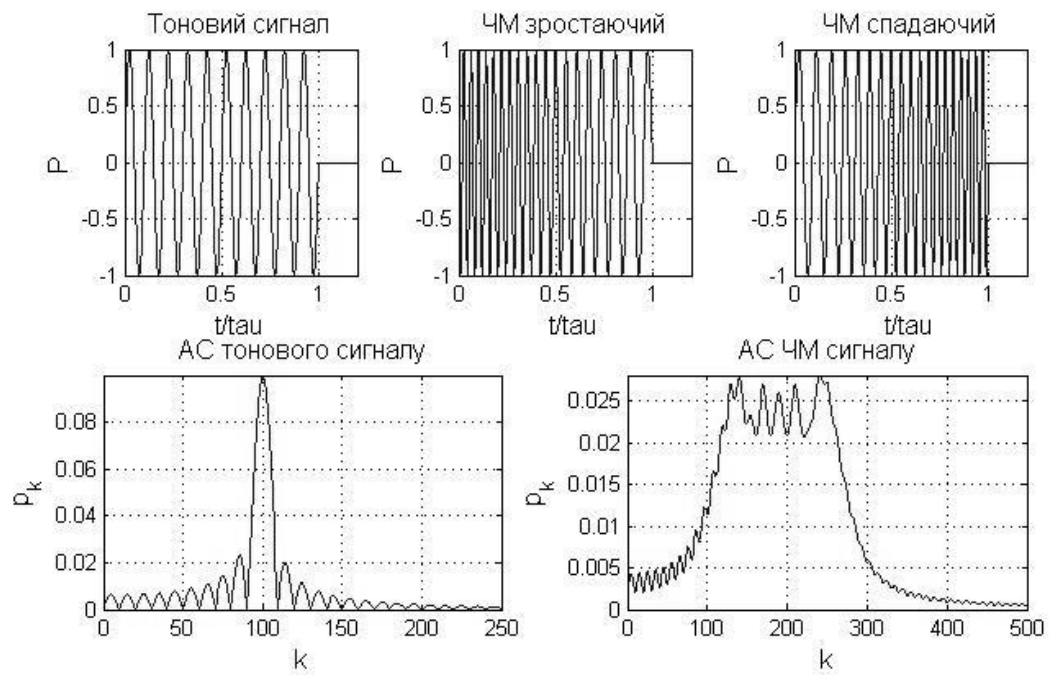


Рис. 3.2: Форма і амплітудні спектри недеформованих акустичних імпульсів.

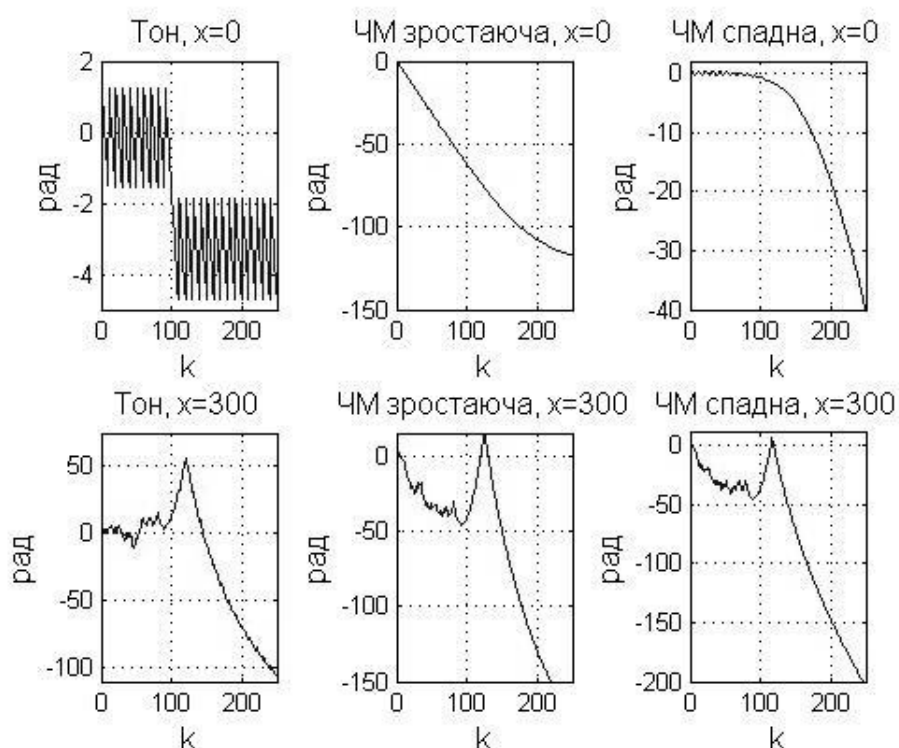


Рис. 3.3: Фазові спектри акустичних імпульсів в ГА каналі.

На Рис.3.2 показано форму імпульсів і їх амплітудні спектри. З 3.5 очевидно впливає, що ГА канал впливає на фазовий спектр акустичних сигналів. Це спричинює спотворення форми акустичного імпульсу. Чим ширша смуга сигналу і чим ближче вона до критичної частоти хвилеводу, тим більш суттєво проявляється цей вплив. Покажемо на Рис.3.3 яким чином впливає ФЧХ ГА каналу на фазу акустичних імпульсів. На Рис.3.3 показано недеформовані фазові спектри в точці $x = 0$ і деформовані в $x = 300\lambda$, де $\lambda = c/f_{min}$ – довжина хвилі найнижчої частоти сигналу. З рисунку видно, що дисперсія ГА каналу суттєвим чином впливає на фазу сигналу. Однак також слід зауважити вплив і на амплітудний спектр сигналів, який полягає у «відсіканні» частот нижче критичної. Таким чином, ГА канал виступає ВЧ фільтром з дуже крутою АЧХ.

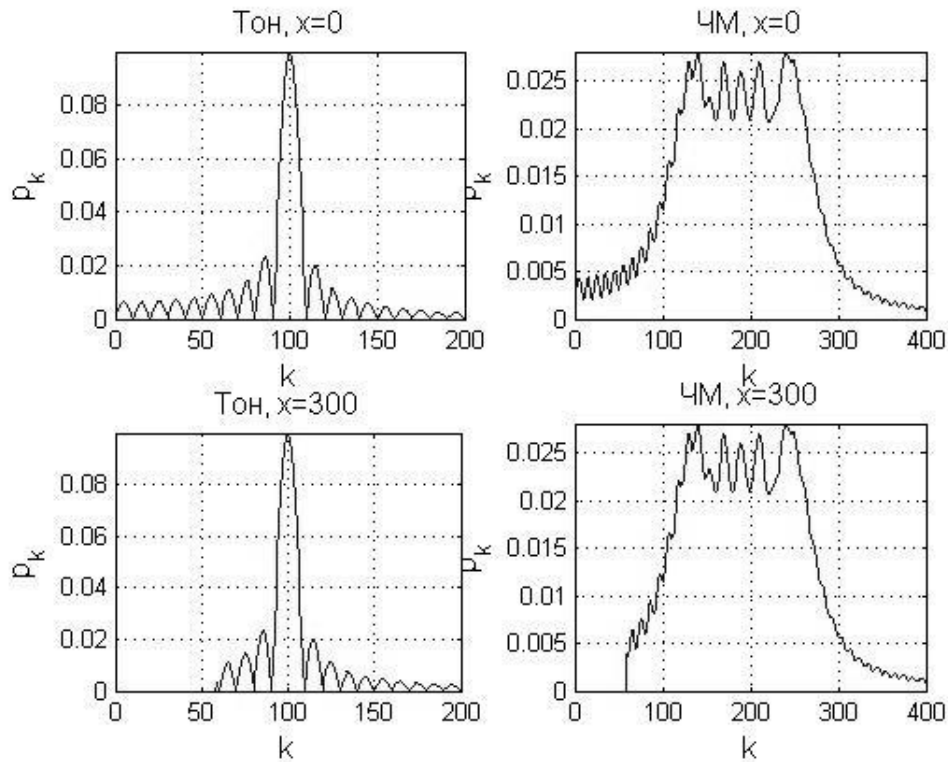


Рис. 3.4: Амплітудні спектри акустичних імпульсів в ГА каналі.

3.2 Вплив фільтраційних характеристик ідеального плоско-паралельного хвильоводу на форму імпульсних акустичних сигналів

Покажемо на Рис.3.5 форму акустичних сигналів для $x = 50, 150, 300\lambda$.

Як видно з Рис.3.5 деформація імпульсу суттєво залежить не тільки, від центральної частоти амплітудного спектру, а і від закону модуляції імпульсу. Це логічно випливає з того, що з ростом частоти групова швидкість компоненти акустичного тиску зростає і наближається до c , тож низькочастотні компоненти розповсюджуються повільніше. В наслідок дисперсії ми можемо спостерігати «розповзання» акустичного імпульсу з частотною модуляцією в напрямку спадання (НЧ компоненти випромінені раніше все більше відстають від ВЧ) і локальне збільшення амплітуди і «стискання» імпульсу, коли ВЧ компоненти випромінені раніше наздоганяють НЧ.

В будь-якому випадку частотні компоненти сигналу зазнають нерівномірної затримки. Для імпульсних сигналів спотворення фазових співвідношень резуль-

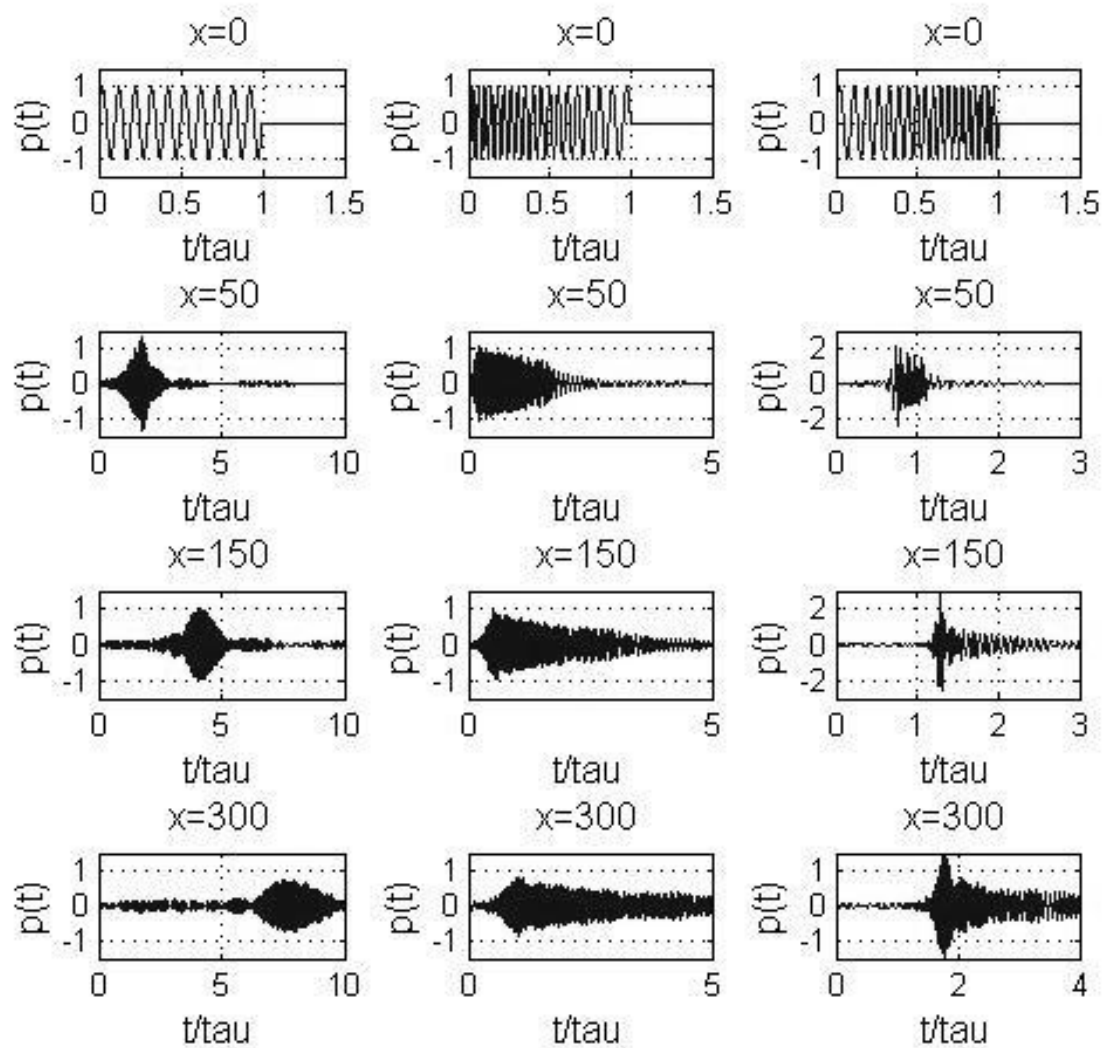


Рис. 3.5: Деформація акустичних імпульсів в хвилеводі

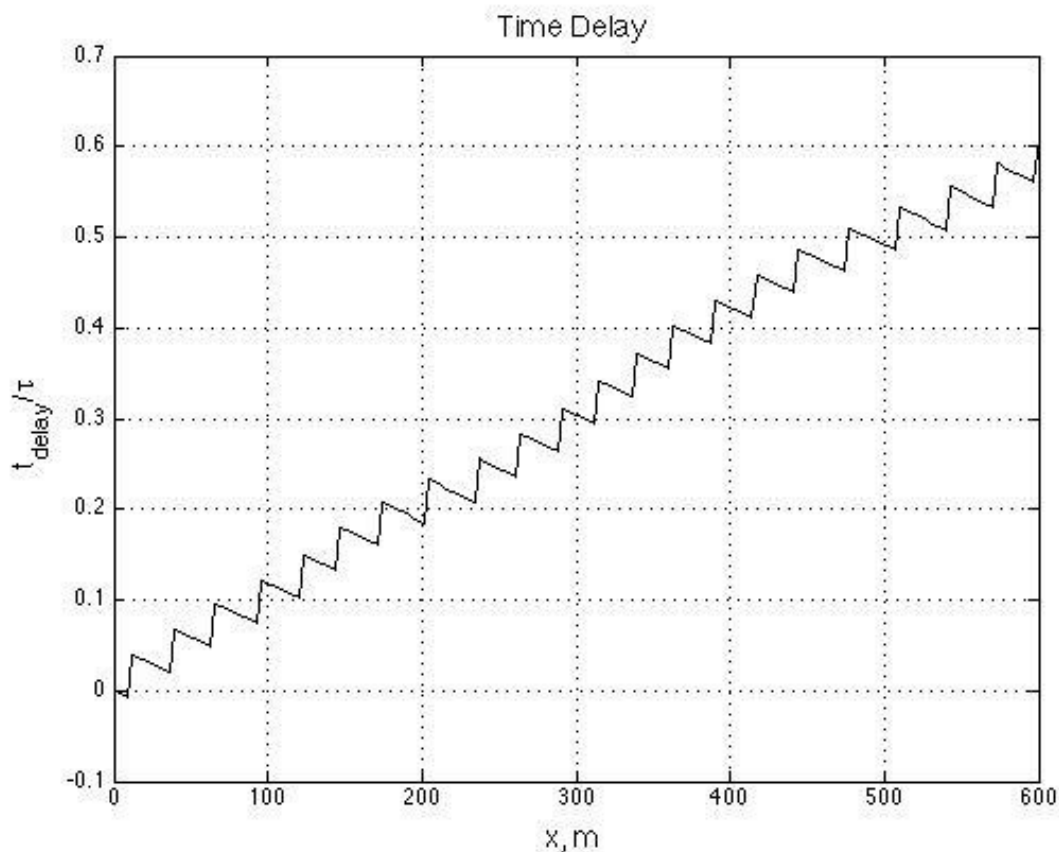


Рис. 3.6: Відносна надлишкова затримка розповсюдження акустичного імпульсу в ГА каналі.

тує у спотворенні форми і у загальній затримці сигналу. Покажемо на Рис.3.6 наскільки додатково затримується імпульс у порівнянні з розповсюдженням у «вільному» просторі. З Рис.3.6 видно «ступінчасту» форму вказаної залежності. Така поведінка кривої пов'язана з особливостями розповсюдження імпульсних сигналів в умовах ГА каналів. Взаємодія частотних компонент акустичного сигналу носить періодичний характер. Вихори акустичної енергії в хвилеводі зменшують амплітуду частотних компонент в залежності від відстані від джерела і різні компоненти містять основну частину енергії сигналу вздовж осі хвилеводу, а внаслідок дисперсії частітні компоненти розповсюджуються з різними швидкостями. Суперпозиція затриманих дисперсією частотних компонент сигналу із амплітудою, що залежить від положення приймача в хвилеводі спричинює вказану періодичну залежність швидкості переносу енергії акустичним імпульсом.

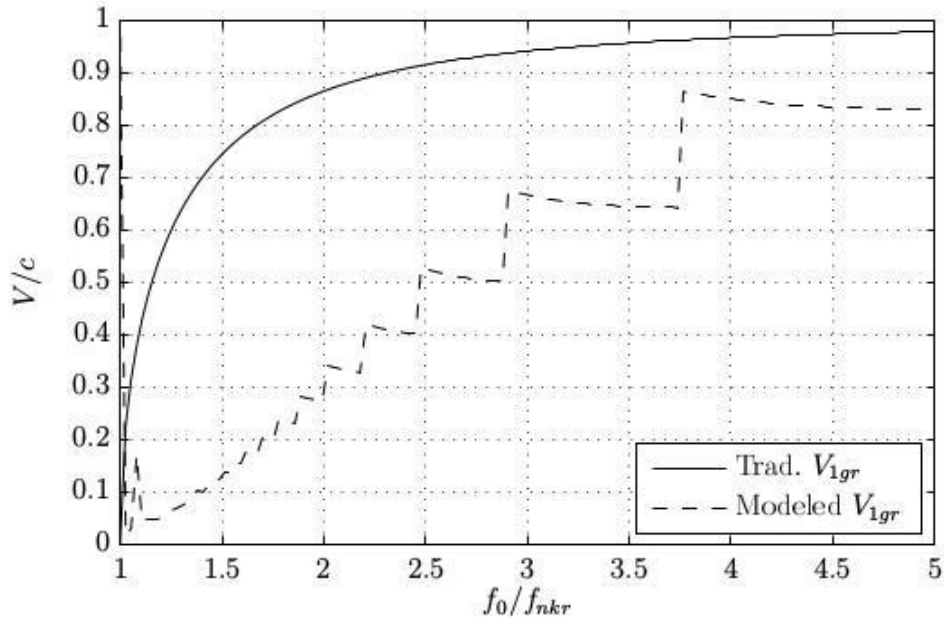


Рис. 3.7: Швидкість переносу енергії акустичним імпульсом в хвилеводі.

Очевидним з Рис.3.6 буде припущення, що швидкість переносу енергії акустичним імпульсом не буде в точності відповідати груповій швидкості центральної частотної компоненти спектру акустичного сигналу. Для перевірки цього припущення змодельємо залежність швидкості переносу енергії в точку $x = 300\lambda$ акустичним імпульсом тривалістю $\tau = 10/f_0$, де f_0 – центральна частота амплітудного спектру від f_0 і покажемо на Рис.3.7. З рисунку явно видно невідповідність швидкості переносу енергії груповій швидкості. Більш детально пояснення цього ефекту розглянуто в роботах [53, 54, 17, 19, 27, 26, 42].

3.3 Вплив дисперсії ідеального плоско-паралельного хвилеводу на пакет імпульсів різночастотного коду

Розглянемо більш «реальну» ситуацію хвилеводу з абсолютно-м'якими стінками. В такому випадку в (3.5) слід $\cos(\dots)$ замінити на $\sin(\dots)$. Візьмемо типову ситуацію використання двохчастотного коду. $f_1 = 2f_0$. Покажемо на Рис.3.8 як зміниться тривалість паузи між двома імпульсами відносно її початкового значення для точки $x = 474\text{м}$. На графіку показано 2 ситуації:

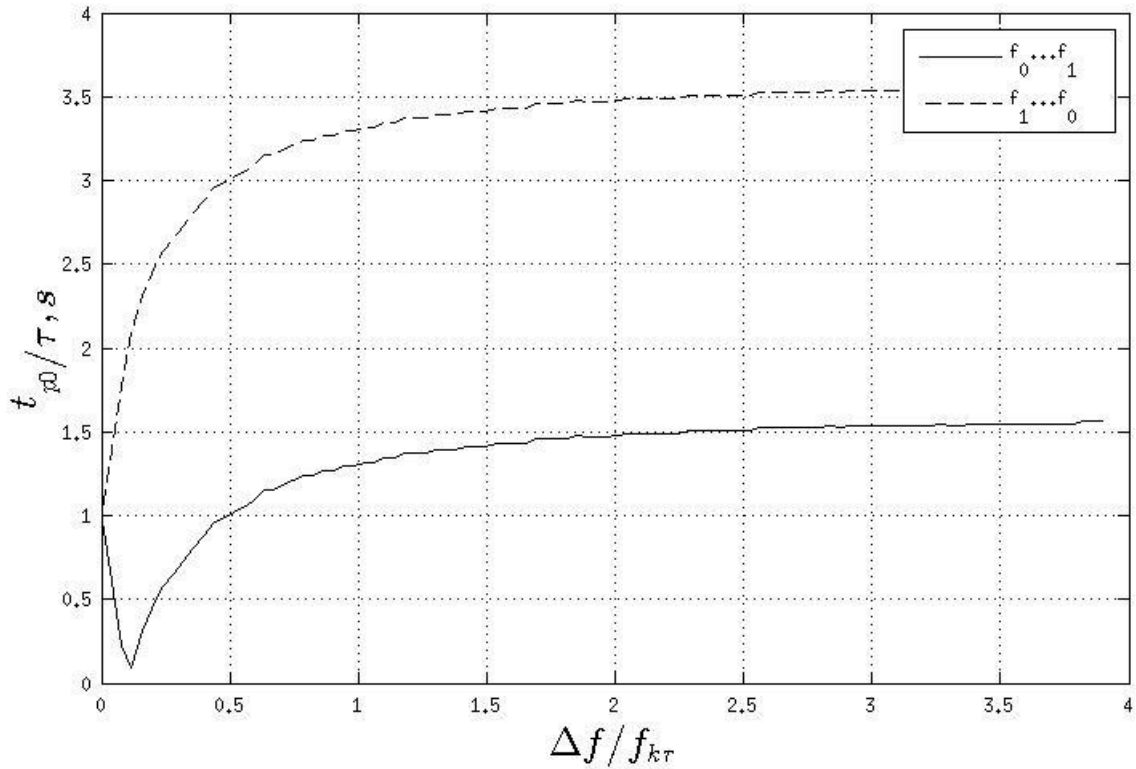


Рис. 3.8: Інтервал між різночастотними імпульсами в ГА каналі.

- $f_1 = 2f_0$;
- $f_0 = 2f_1$.

Видно, що в залежності від послідовності імпульсів в пакеті і точки спостереження інтервал між ними може зменшуватись, або збільшуватись.

Розглянемо цей ефект більш детально для трьох-частотного коду. $f = 55, 110, 220$ в каналі з критичною частотою першої моди $f_{kr} = 55$ Гц. З Рис.3.9 видно, що на відстані $x > 1000$ м повністю втрачається цілісність повідомлення, імпульс f_1 «наповзає» на f_2 . Для випадку $f_0 > f_1 > f_2$ на Рис.3.10 ситуація аналогічна, повідомлення повністю втрачається, однак причина полягає у виході f_3 за інтервал очікування. В деякій мірі ситуації може зарадити введення деякого «заповнення» на високій частоті між імпульсами повідомлення. В такому разі частота слідування імпульсів «заповнення» залишається незмінною. Логічно припустити, що такий підхід дозволить ввести синхронізацію відносно «заповнення». Покажемо результати моделювання сигналу з «заповненням». З

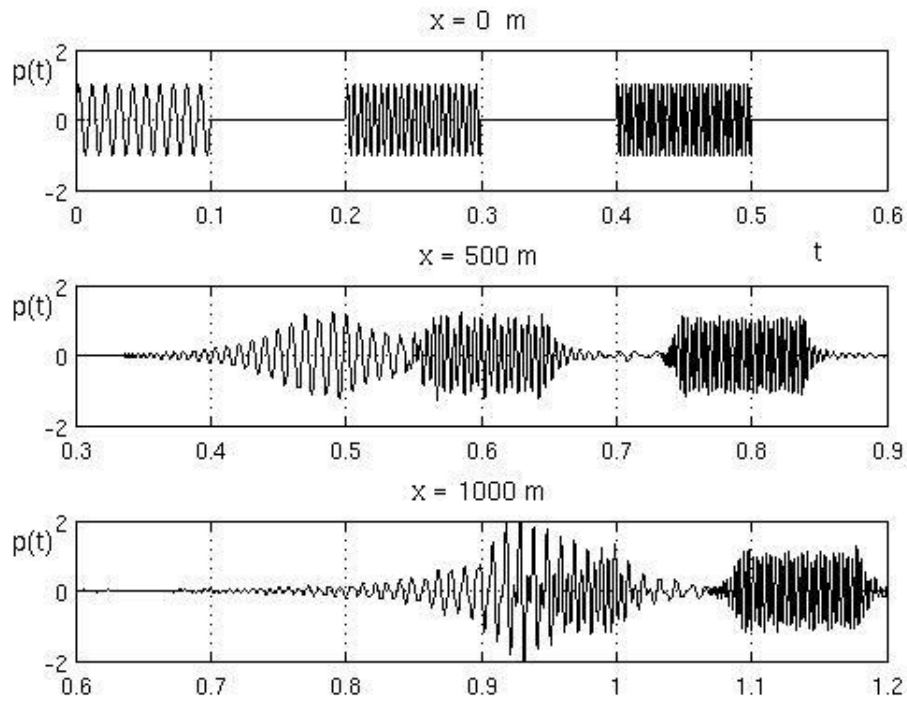


Рис. 3.9: Деформація трьох-частотного коду, $f_0 < f_1 < f_2$.

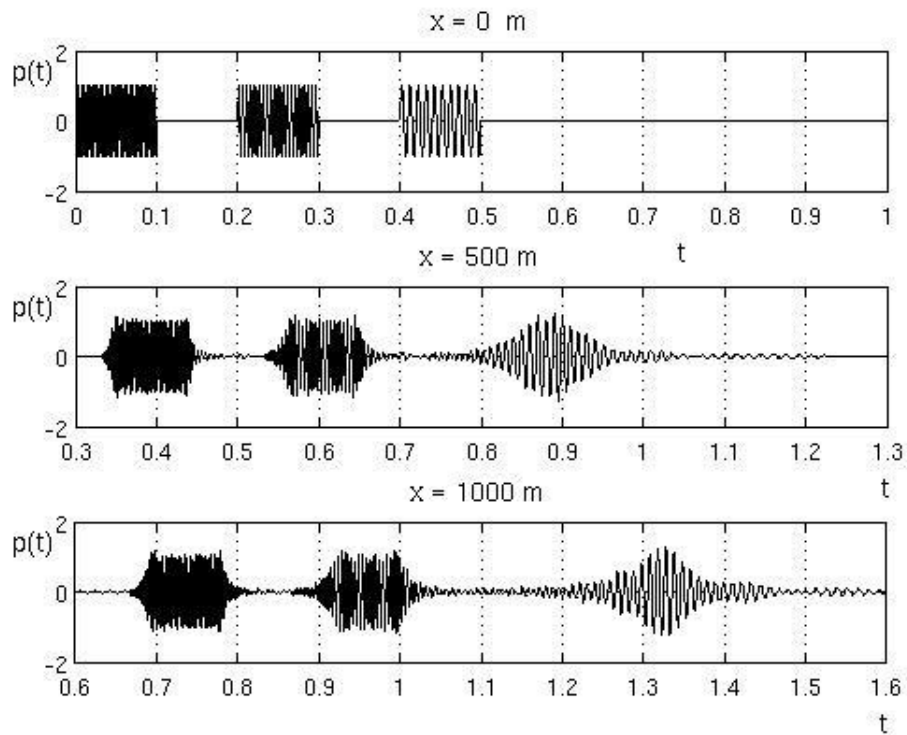


Рис. 3.10: Деформація трьох-частотного коду, $f_0 > f_1 > f_2$.

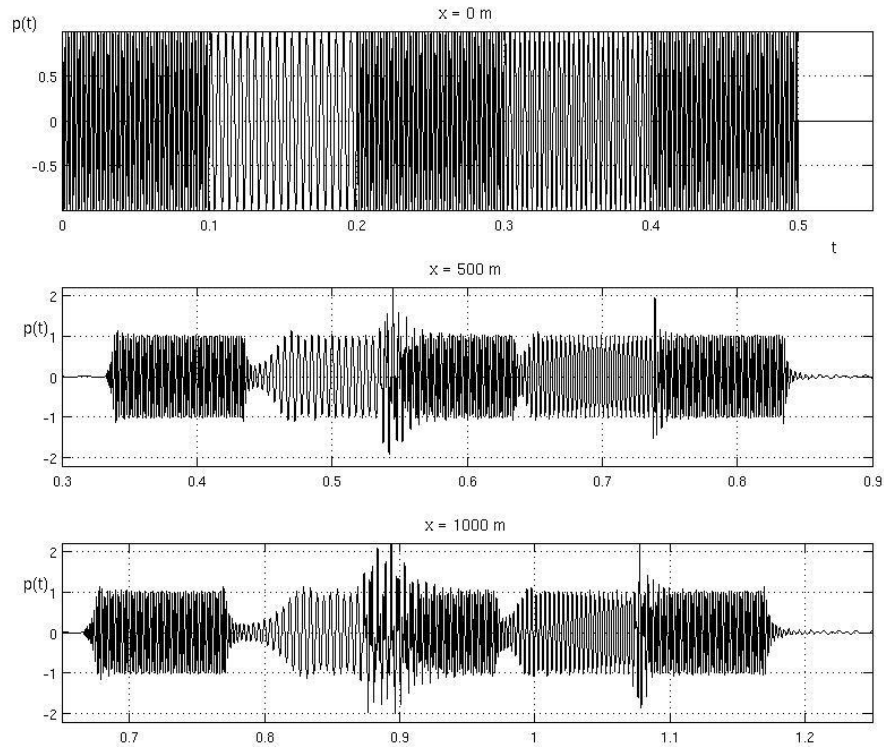


Рис. 3.11: Деформація трьох-частотного коду із «заповненням».

Рис.3.11 видно, що імпульси «заповненням» зазнають суттєвої деформації в наслідок інтерференції з інформаційними імпульсами, однак зберігають свою форму і повідомлення залишається цілісним.

3.4 Вплив дисперсії ідеального плоско-паралельного хвильоводу на характеристики виявлення імпульсів різночастотного коду

Зважаючи на постановку задачі в роботі, слід оцінити вплив передатної характеристики хвильоводу на характеристики виявлення акустичного імпульсу. Моделюючи деформацію форми імпульсу використаємо співвідношення (3.4) для оцінки впливу хвильовідного розповсюдження акустичних сигналів на їх характеристики. Для моделювання використаємо двох-частотний код, $f_0 = 2f_1$. На Рис.3.12 показано графік ступеню відмінності двох деформованих акустичних імпульсів в залежності від положення точки спостереження по осі хвильоводу.

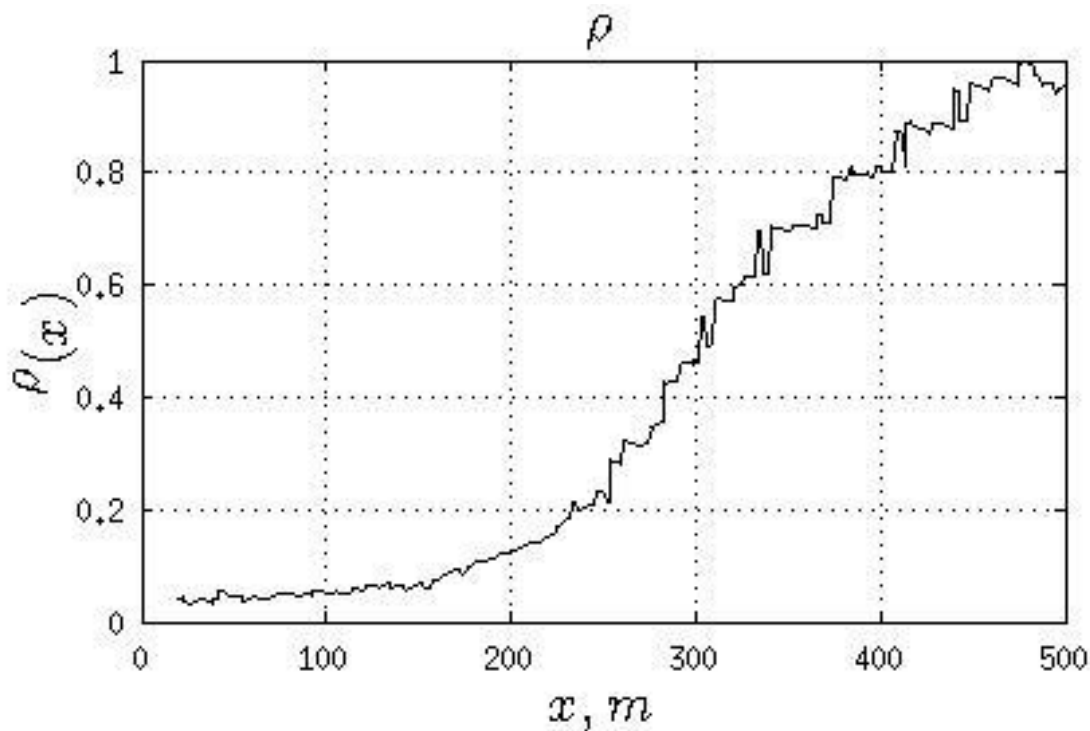


Рис. 3.12: Ступінь відмінності акустичних імпульсів.

Чим більше вони деформовані, тим вище шанс їх переплутати. В залежності від ступеню відмінності зростає імовірність помилки при розпізнаванні. На Рис.3.13 показано залежність імовірності похибки від SNR для різних відстаней. Найгіршою є ситуація $x = 474$ м, коли імпульси в значній мірі інтерферують один з одним.

3.5 Моделювання векторного поля в плоско-паралельному хвилеводі

Векторне поле в хвилеводі представлено на Рис.3.14, 3.15.

Кольором показано відношення інтенсивності поля в точці до максимального значення інтенсивності на розглянутому інтервалі, на осях відкладено відношення координат до довжини хвилі в середовищі. Стрілками показано напрямки вектору інтенсивності акустичного поля. Як видно з Рис.3.14 в хвилеводі присутні вихори акустичної інтенсивності.

Вектор акустичної інтенсивності в хвилеводі носить складний характер в на-

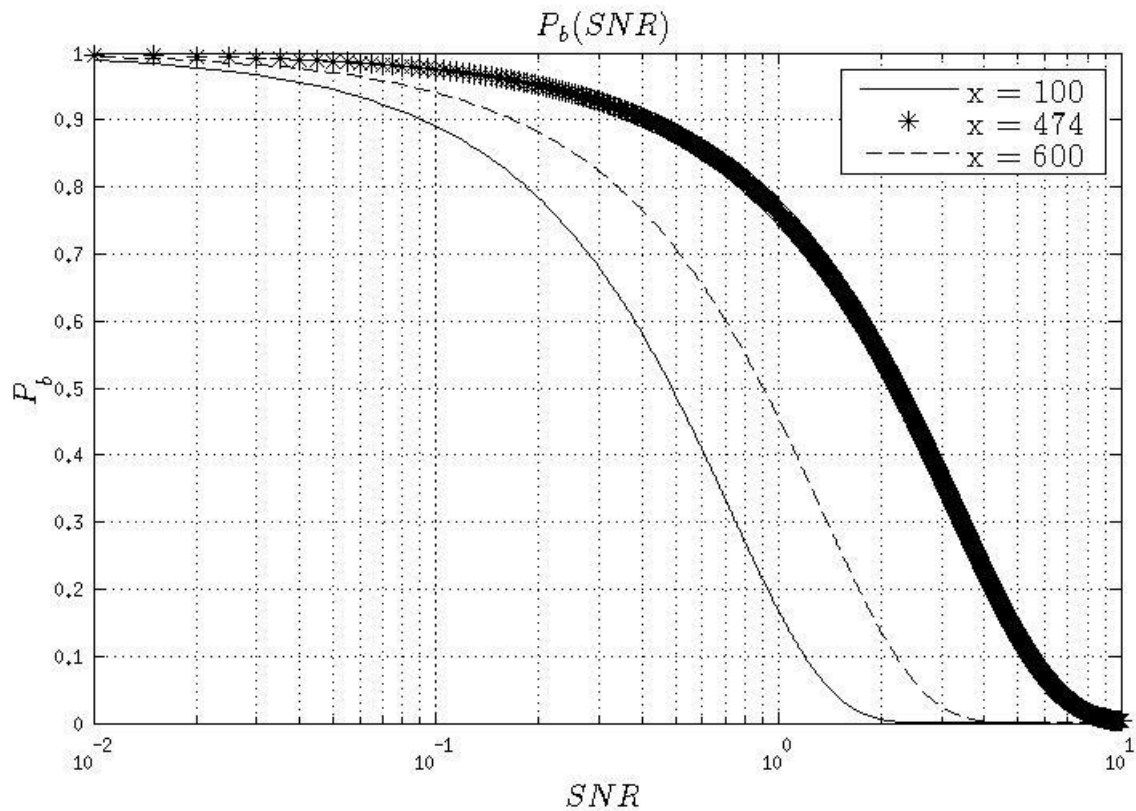


Рис. 3.13: Імовірність похибки.

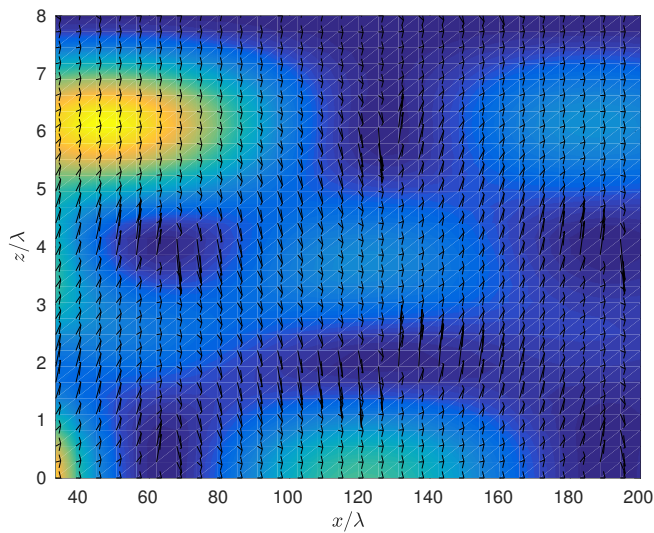
слідок фазових зсувів між вектором акустичного тиску і коливальної швидкості. В товщі хвильоводу утворюються зони з «розрідженням» акустичної енергії куди потік потужності не приносить енергію, «оминає» ці області.

На Рис.3.15 покажемо більш детально проміжок хвильоводу з вихровими структурами.

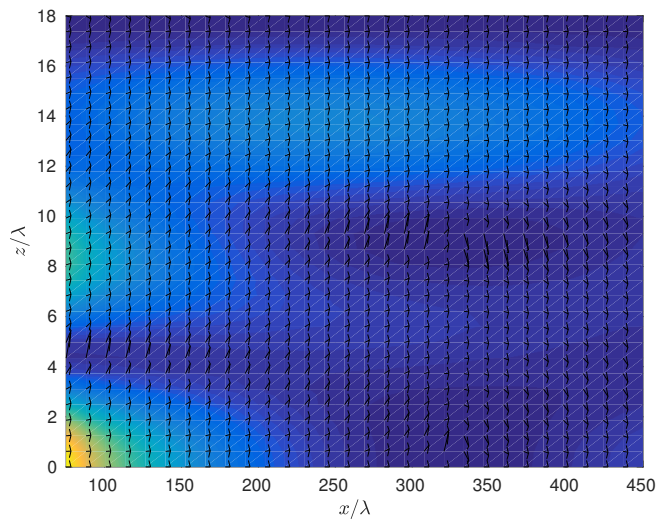
Положення областей низької енергії визначається кількома факторами:

- геометрією хвильоводу;
- частотою акустичних коливань поверхні джерела;
- відстанню від джерела.

З віддаленням від джерела зони «розрідження» поступову вироджуються. Які



(а) $f = 1\text{МГц}$



(б) $f = 2.25\text{МГц}$

Рис. 3.14: Векторне поле інтенсивності

3.6 Висновки

В результаті моделювання акустичного поля в хвилеводі на основі приведених в другому розділі фізичних і математичних моделей отримано графіки форми акустичного сигналу на різних відстанях в хвилеводі для різних частот і умов збудження. Також отримано залежності швидкості переносу енергії акустичним імпульсом і пачкою акустичних імпульсів в каналі в залежності від координат і частот. До основних результатів слід віднести:

- швидкість переносу енергії акустичним імпульсом в хвилеводі не рівна груповій швидкості і це ставить питання про введення нового параметри акустичного сигналу, а саме: «швидкість переносу енергії»;
- характер швидкості переносу енергії суттєво залежить від фізичних і геометричних параметрів каналу, частоти і тривалості імпульсу, порядку слідування імпульсів;
- спотворення форми сигналу можна звести до затягування фронтів імпульсу і додаткової затримки імпульсу, хоча таке спрощення не повністю відображає суть деформації;

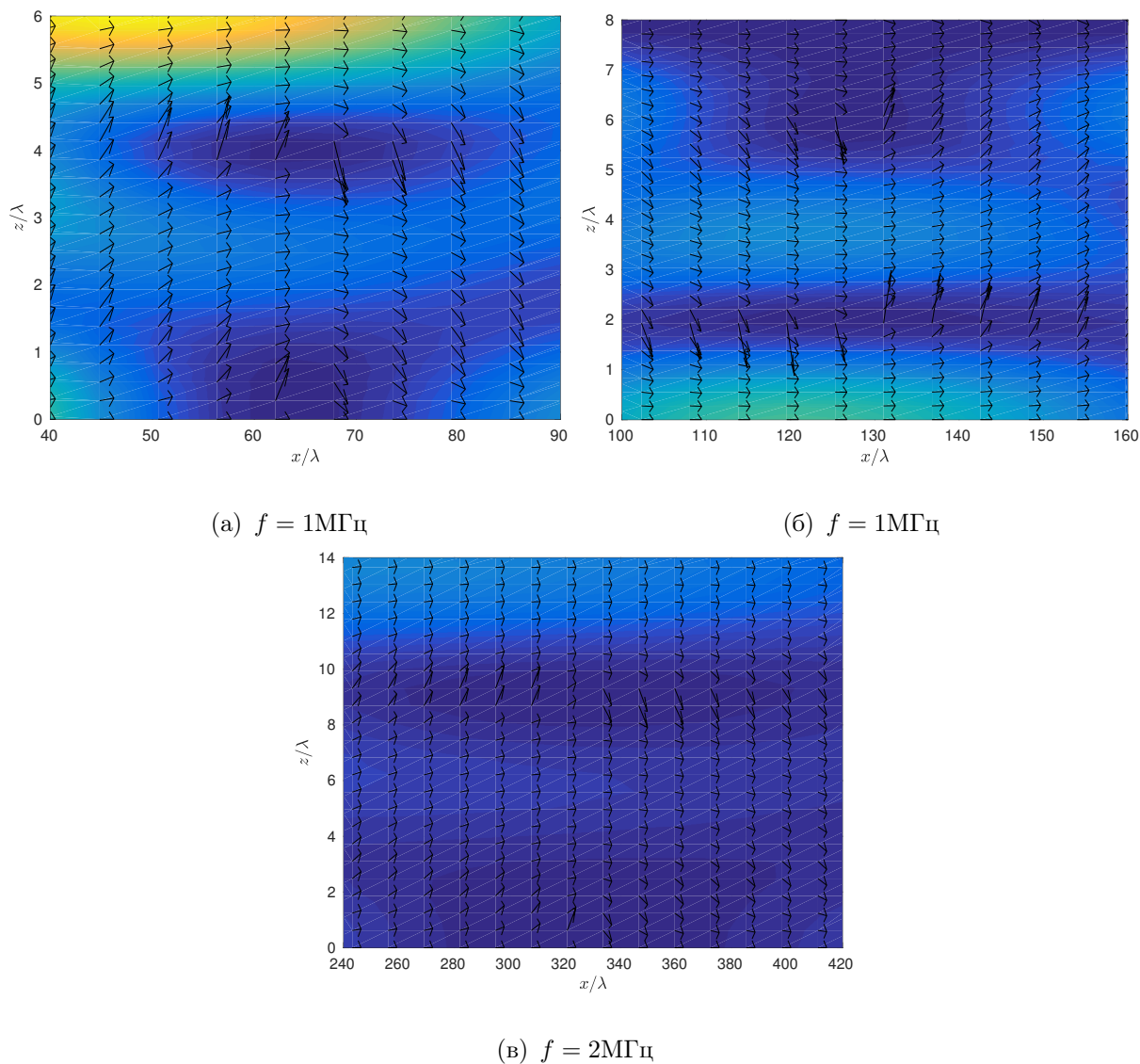


Рис. 3.15: Вихори поля інтенсивності

- моделювання суми хоча б двох мод в порівнянні з одномодовим випадком вказує на суттєве ускладнення характеру впливу каналу на сигнал, наявність «вихорів» потоку акустичної потужності вносить додаткове ускладнення в акустичне поле хвилеводу;

РОЗДІЛ 4

Експериментальні дослідження

4.1 План експерименту і опис вимірювального стенду

4.1.1 Експериментальне підтвердження вихрової природи інтенсивності в хвилеводі

Приведені в другому розділі умови для виникнення зон з нульовим рівнем інтенсивності акустичного поля надають строге пояснення виникненню зон «частотних завмирань каналу». Для підтвердження справедливості висунутих в першому розділі спрощень і припущень, а також для підтвердження отриманих результатів моделювання акустичного поля в ГА каналі було проведено групу експериментів по отриманню характеристик акустичного поля в хвилеводі експериментальним шляхом.

Також в цій групі експериментів було отримано експериментальне підтвердження результатам моделювання швидкості переносу енергії, що були отримані в третьому розділі. **Мета експерименту** – експериментально отримати векторні характеристики акустичного поля в хвилеводі і порівняти їх з фізичною і комп'ютерними моделями. Практичний інтерес представляло дослідження перенесення енергії акустичних коливань в хвилеводі першими модами в частотному діапазоні близькому до критичної частоти хвилеводу. За умовами моделі в хвилеводі розповсюджується плоска хвиля. Для виконання цієї вимоги в області частот до сотень кГц необхідно використовувати протяжні акустичні антени і великі відстані. На частотах в області 1..2 МГц сам ЕАП на відстані біля 10 см є джерелом плоскої хвилі [55, 22, 56]. В лабораторних умовах моде-

лювання протяжного акустичного хвильоводу можливо за допомогою масштабування експерименту в область високих частот при збереженні відносних до довжини хвилі геометричних параметрів хвильоводу. Крім того, на таких високих частотах можливо змодельовати і точно виміряти акустичне поле в хвильоводі на відстанях від кількох десятків λ до сотні λ . Також перевагою використання таких високих частот була можливість точно контролювати умови в хвильоводі (глибину, швидкість звуку, течії, тощо). В натурних випробовуваннях це було б проблематично реалізувати.

Таким чином для підтвердження вихрової природи інтенсивності акустичного поля в хвильоводі необхідно:

- створити умови за яких виконуватимуться граничні умови (2.4);
- створити умови для існування обмеженої кількості мод всередині хвильоводу;
- випромінювати в хвильоводі пласку хвилю;
- отримати значення акустичного тиску і вектору коливальної швидкості.

Виконання всіх означених умов є складною практичною задачею. Основні суперечливості полягають в наступному:

- хвильвід повинен бути достатньо малим, щоб умови всередині вимірювального об'єму були контрольовані (відсутність неоднорідностей обмежуючих поверхонь, однорідність середовища, обмежуючі поверхні повинні бути пласкими і паралельними, відсутність течій і шумових завад);
- необхідно збуджувати частоту близьку до критичної частоти хвильоводу, що накладає обмеження на розмір перетворювача і відношення глибини хвильоводу до розміру ЕАП;
- необхідно провести виміри на відстанях від кількох десятків λ до сотні λ .

Зважаючи на ці вимоги було прийнято рішення про проведення вимірювань на частотах порядку кількох МГц у вимірювальному об'ємі з лінійними розмірами ≈ 150 мм і глибиною хвилеводу ≈ 10 мм. Вимірювальний об'єм розташовано в Лабораторії Акустики Університету Ле-Ману і показано на Рис.4.1.

В якості акустично-м'якої поверхні виступала поверхня вода-повітря, в якості акустично-жорсткої поверхні використовувалася алюмінієва пластина з алюмінію марки АМг-6 з лінійними розмірами: $30 \times 30 \times 7$ см. В якості «дна» хвилеводу виступала вужча частина пластини. Таким чином, дно каналу було утворено поверхнею 30×7.5 см.

Фізичним параметром, що вимірювався безпосередньо був акустичний тиск в різних точках хвилеводу. Схема вимірювального стенду представлена на Рис.4.2. Як видно з Рис.4.2 на схемі відсутній підсилювач потужності і вхідний підсилювач. На таких невеликих відстанях в даному обладнанні не було потреби і отримані сигнали не містять таким чином спотворень, що спричинені підсилювачами.

Для проведення вимірювань було обрано 2 перетворювачі, що працюють на резонансних частотах 1 МГц і 2.25 МГц. Перетворювачі були розташовані на відстані від 10 см до 30 см один від одного в хвилеводі глибиною 12мм. В якості приймача використовувався гідрофон з діаметром головки 0.25 мм на глибині 6 мм. Оскільки на таких частотах довжина хвилі сягає 1.5 мм і 0.66 мм відповідно, положення приймача повинно контролюватись з точністю до $1/4\lambda$, для цього використовувалася роботизована система позиціонування. На Рис.4.2 схему проведення експерименту. На схемі показано, що відносно нерухомого випромінювача по каналу переміщався гідрофон (ГФ), його положення контролювалося пристроєм високоточного позиціонування. Генератор з заданою частотою слідування випромінював одноперіодний імпульс на частоті 1 МГц, або 2.25 МГц. На комп'ютер поступав сигнал з виходу АЦП, який був синхронізований з генератором. Для порівняння результатів вимірювань в каналі з вимірювального об'єму видалялася алюмінієва пластина, що утворювала жорстке дно каналу і



Рис. 4.1: Вимірювальний об'єм в Лабораторії Акустики Університету Ле-Ману.

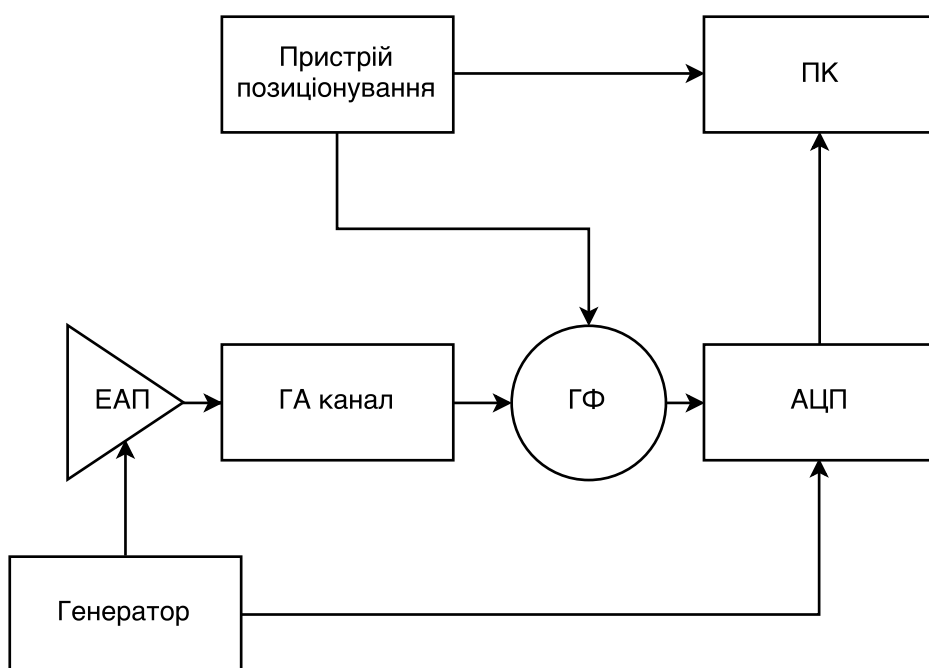


Рис. 4.2: Схема експериментальної установки.

проводилися виміри в тих же точках за тих же умов.

План проведення експерименту:

1. Зібрати вимірювальний стенд з акустичним хвилеводом.
2. Визначити точку відліку для системи координат прив'язаної до вимірювального об'єкту і хвилеводу в ньому.
3. Розташувати ЕАП і ГФ в хвилеводі відповідно до мети експерименту.
4. Випромінювання акустичного імпульсу на частоті резонансу ЕАП.
5. Запис виходу АЦП на ПК з зазначенням координат ГФ від пристрою позиціонування.
6. Перемістити ГФ в нову точку в хвилеводі і повторити п.4-п.5 на інтервалі спостереження.
7. Прибрати «дно» хвилеводу і повторити п.3-п.6.

4.1.2 Вимірювання продуктивності зв'язку на основі диференціального 4-х позиційного фазового кодування сигналу з розширенням спектру

Мета експерименту – визначення продуктивності системи ГА зв'язку заснованої на методі ПФМ з розширенням спектру в експериментальних умовах, отримання ймовірнісних характеристик розподілення фази акустичного сигналу при роботі з парою ширококутових оборотних ЕАП, експериментальне визначення BER в умовах сильної реверберації.

В роботі розглядається ГА зв'язок в мілкому морі, умови мілкого моря – це, в першу чергу, високий рівень ревербераційних завад. Оскільки саме ревербераційна завада унеможливорює покращення завадової обстановки методом збільшення рівня випромінюваного сигналу і є корельованою до корисного сигналу,

виникає необхідність використовувати ряд специфічних заходів з підвищення завадостійкості зв'язку. Припустимо, що умови мілкого моря є найбільш складним сценарієм роботи ГА зв'язку і якщо система виявиться стійкою до таких умов, то в глибокій воді вона продемонструє точно не гірший результат.

Системи зв'язку на основі сигналів з ПФМ і розширенням спектру були розроблені спеціально для роботи в каналах з високим рівнем реверберації, протяжним профілем імпульсної характеристики каналу. В цьому експерименті нами було підтверджено припущення про стійкість системи зв'язку на основі ПФМ до умов високого рівня реверберації.

Система з ПФМ відноситься до системи з розширенням спектру. Використання широкого частотного діапазону дозволяє зменшити вплив вузькосмугових завад, а модуляція несучої частоти дає можливість ефективно відфільтрувати ревербераційну заваду. Розглянута в експерименті система зв'язку відноситься до сигналів з відносною чотирьох позиційною модуляцією де інформація кодується у різниці миттєвого значення фази в деякий умовно початковий момент сигналу між імпульсами з номерами N і $N + 1$ в пакеті даних. Таким чином вимірюваним фізичним параметром є миттєве значення фази сигналу.

В якості демодулятора використовується СКД [49, 1, 4, 57]. На Рис.4.3 приведено схематичне зображення СКД і принцип його роботи. Для роботи СКД використовується еталонний сигнал і еталонний сигнал зміщений на 90° . В першому каналі електричний сигнал перемножується на синфазний йому сигнал і проходить через інтегратор, на виході отримуємо R_c – синфазний компонент, пропорційний реальній частині вхідного сигналу. У другому каналі відбувається перемноження на сигнал у квадратурі і після R_s – протифазний інтегрування отримуємо компонент, пропорційний уявній складовій сигналу. Арктангенс відношення цих величин дає миттєве значення фази сигналу. Така проста схема дозволяє виділити значення фази сигналу в певний момент часу, який визначається на етапі детектування і відповідає початку чергового імпульсу. СКД є стійким до спотворень, що викликані багатопроменевістю розповсюдження аку-

стичного сигналу і фоновим шумом, однак спотворення, що викликані ефектом Доплера можуть суттєво вплинути на роботу детектора. Похибка, яка виникає в результаті дії ефекту Доплера під часу руху носіїв зв'язку на невеликих швидкостях (такий рух є результатом дії хвиль і вітру на плавзасоби і швидкість сягає величин до 6-ти вузлів) не перевищує 1^0 і нею можна знехтувати [58]. Такий пристрій є псевдо-оптимальним детектором і реалізовує кореляційний фільтр. Схема СКД представлена на наступному рисунку:

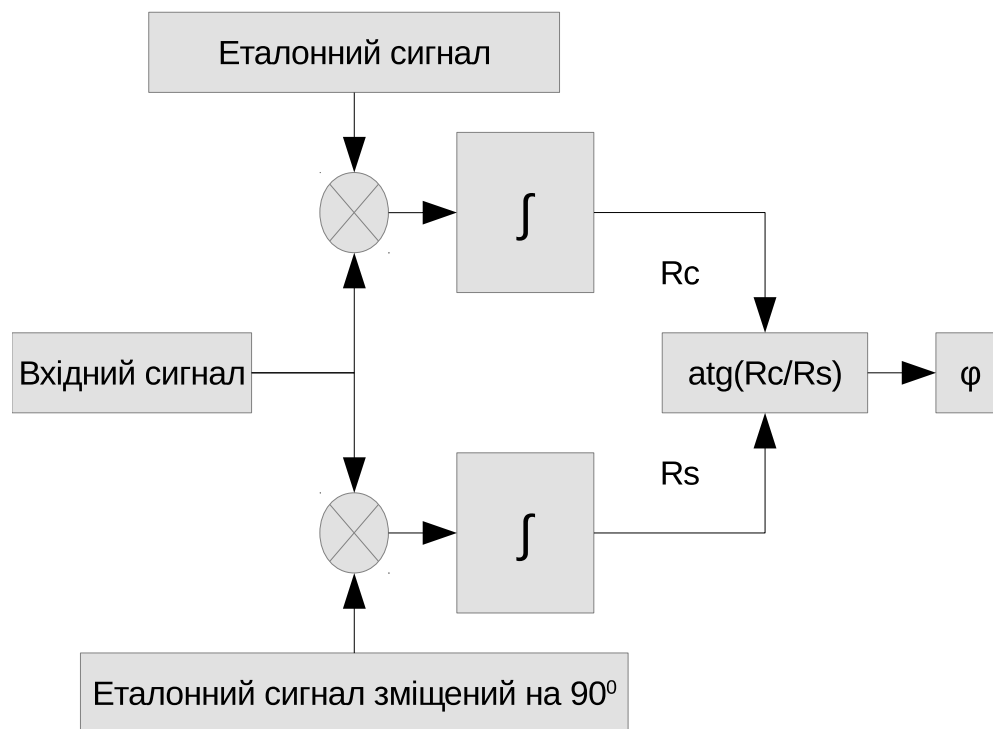


Рис. 4.3: Синхронно-квадратурний детектор

План експерименту полягав в наступному:

1. вхідний буфер заповнюється відліками сигналу з виходу АЦП за схемою First In Last Out і передається на цифровий корелятор (СКД), де відбувається порівняння сигналу з еталоном;
2. прийнятий сигнал проходить через корелятор і потрапляє на вхід компаратора;

3. при перевищенні деякого визначеного порогового рівня в будь-якому з каналів приймається рішення про початок передачі;
4. після прийняття рішення про початок передачі визначається положення найближчого максимуму виходу корелятора;
5. в визначеній на попередньому кроці точці визначається значення миттєвої фази сигналу як $\phi_i = \arctan\left(\frac{R_s}{R_c}\right)$;
6. через $N = \tau \cdot f_s$ відліків АЦП повторюється процедура визначення значення миттєвої фази сигналу;
7. значення передаваного інформаційного символу визначається з $\Delta\phi_i = \phi_i - \phi_{i-1}$;

Отримані $\Delta\phi_i$ порівнюються з таблицею переданих значень. Статистичними характеристиками виступають:

- розподілення прийнятих $\Delta\phi_i$;
- відношення правильно прийнятих $\Delta\phi_i$ до загальної кількості передаваних символів, що дорівнює BER.

Експеримент проводився в басейні, Рис.4.4. Об'єм басейну можна назвати ревербераційною камерою, оскільки його стінки виконано із оргскла і вони добре відбивають акустичні хвилі. Габаритні розміри вимірювального простору: 4 м в довжину, 2 м – ширина, 2.5 м – висота. Відомо, що основний вклад в спотворення акустичного сигналу вноситься копіями випроміненого сигналу, що приходять до приймача з випадковими затримками і накладаються на основний промінь [44, 57, 4, 57, 49, 59, 60]. Результати такого експерименту дають можливість випробувати розроблену систему в умовах, близьких до умов мілкого моря, яке також характеризується високим ступенем багатопроменевості розповсюдження акустичного сигналу. Крім того, методи захисту від завад, які

дадуть змогу здійснювати ГА зв'язок в такому каналі можна буде випробувати в польових експериментах.



Рис. 4.4: Місце проведення експерименту, вимірювальний об'єм

Для передачі даних використовувалася пара електроакустичних перетворювачів, що працюють на частотах $25-65\text{kHz}$. В обраній смузі частот формується акустичний сигнал з подвійною фазовою маніпуляцією. За умови, що один стан фази імпульсу кодує 2 біти, швидкість передачі даних залежить від довжини імпульсу наступним чином [20]:

$$C = 2/T \quad (4.1)$$

де T – це довжина одного імпульсу. Експеримент проводився з використанням імпульсів довжинами: 2000, 1000, 500, 250 мкс, що відповідають таким швидкостям передачі даних: 1, 2, 4, 8 кбіт/с. Фазовий зсув між двома сусідніми імпульсами складав $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$. Схема вимірювального стенду представлено на рис.4.5. Стенд складався з таких блоків: персональний комп'ютер (ПК), цифро-аналоговий і аналого-цифровий перетворювач (ЦАП/АЦП), під-

силювач тракту генерації, електроакустичні перетворювачі (ЕАП) 1 і 2, попередній підсилювач, підсилювач тракту прийому. ЕАП розміщувалися на відстані в 2,5 м один від одного і на глибині 1 м від поверхні води, більш детально розміщення ЕАП зображено на рис.4.6.

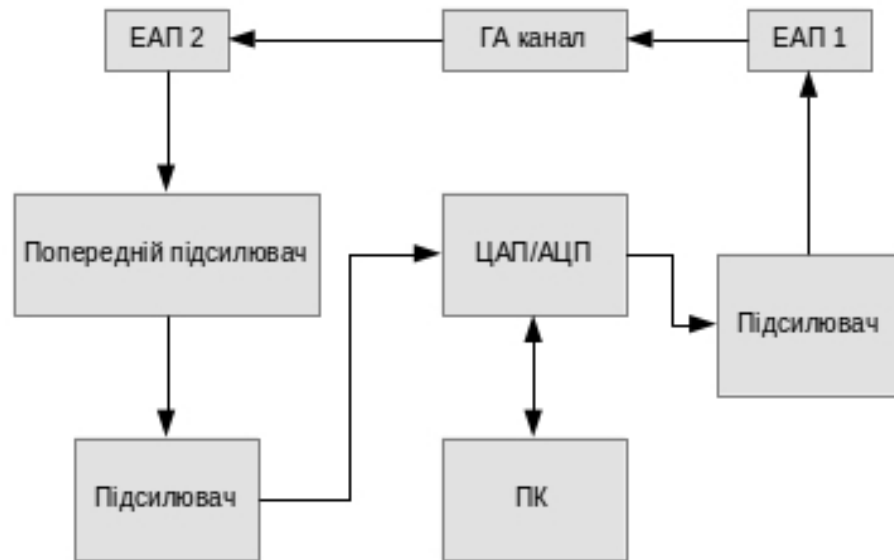


Рис. 4.5: Схематичне зображення вимірювального стенду.

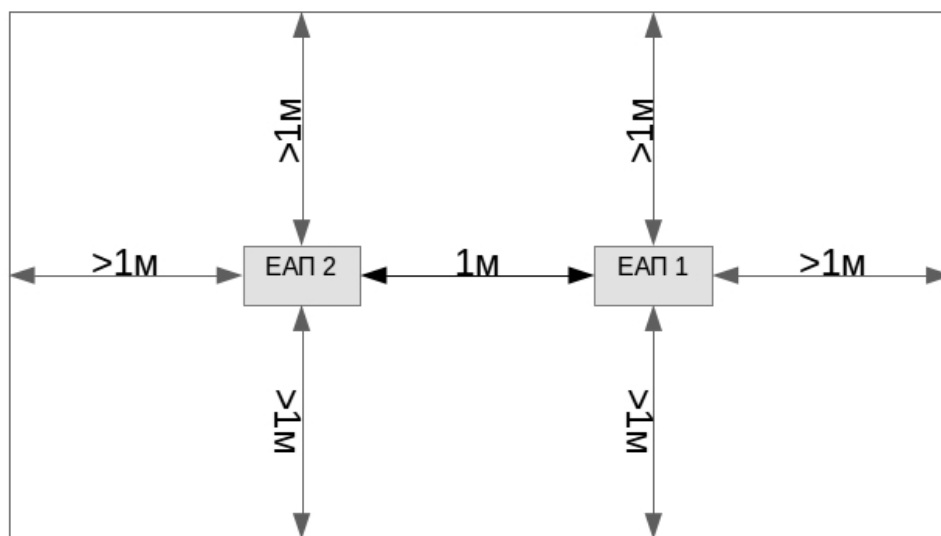


Рис. 4.6: Схематичне зображення вимірювального об'єму.

Для генерації електричного сигналу використовувався генератор послідовності імпульсів, створений за допомогою програмного комплексу LabView з лінійною частотною модуляцією. Генератор формував пакет (набір) послідовних імпульсів заданої довжини з заданим зсувом фаз між сусідніми імпульсами. Цифровий сигнал на виході ПК переводився в аналоговий вигляд за допомогою ЦАП/АЦП і після підсилення випромінювався ЕАП 1. Після розповсюдження акустичного сигналу в ГА каналі приймач ЕАП 2 перетворював акустичні коливання в електричний сигнал, що після підсилення і цифрування в блоці ЦАП/АЦП потрапляв на вхід ПК. Збереженні в пам'яті ПК прийняті сигнали оброблялися в три етапи:

- Виявлення початку передаваного сигналу на фоні шумових завад.
- Демодуляція отриманої послідовності за допомогою синхронно-квадратурного детектора.
- Детектування, прийняття рішення відносно інформації, що міститься в передаваній послідовності імпульсів.

Для передачі інформації використовується квадратурна фазова модуляція. Тобто когерентна система зв'язку. Для таких систем характерним є виникнення явища міжсимвольної інтерференції, коли сусідні символи впливають один на одного, що спотворює їх форму і вносить додаткові завади. Чим коротшим буде один імпульс, тим вища швидкість передачі даних буде отримана в каналі. Однак, із зменшенням довжини імпульсу зростають спотворення, які обумовлені міжсимвольною інтерференцією. Щоб вплив міжсимвольної інтерференції та отримати високу швидкість передачі даних скористуємось обмеженням смуги частот за Найквістом, а саме для випадку квадратурної фазової маніпуляції [20]:

$$f_h - f_l = \frac{1}{2T} \quad (4.2)$$

Де $f_h - f_l$ – верхня і нижня частота доступної смуги частот, τ – довжина імпульсу. Для смуги робочих частот ЕАП ($26 - 65\text{kHz}$). Для оцінки впливу міжсимвольної інтерференції проведемо експеримент з імпульсами довжиною: 0.25, 0.5, 1, 2мс.

В обраному методі передачі даних виявлення акустичного сигналу відбувається за допомогою узгодженого фільтру, більш відомого, як корелятор. Вихід корелятору можна описати виразом [20]:

$$z(\tau) = \int_0^\infty x(t)y(t)dt \quad (4.3)$$

де $y(t) = \sin(\omega_l t [\frac{\omega_h - \omega_l}{\tau} t^2] + \phi_{rand}) + n$ – сигнал на виході приймача, ϕ_{rand} – випадкове зміщення фази, n – шум.

Електричний сигнал на вході детектора має вигляд представлений на рис.4.11. Там же зображено функцію кореляції прийнятого сигналу з одним еталонним імпульсом, параметри якого відповідають параметрам передаваного сигналу.

Для реалізації засобів ГА зв'язку найбільш доцільним є використання цифрового зв'язку на основі фазової модуляції (наприклад метод КФМ, що обрано в експерименті) з розширенням спектру за допомогою частотної модуляції по лінійному закону [4, 60]. Цей метод зарекомендував себе, як такий, що забезпечує найбільш високу швидкість і достовірність передачі даних через гідроакустичний канал в складних умовах мілкого моря [44, 4, 57, 49, 59, 60]. В роботі розраховано оптимальну за Найквістом довжину імпульсу для сигналу в смузі частот $25 - 65\text{kHz}$, вона становить 1.25 мс. Дані передавались на швидкостях 1, 2, 4, 8 кбіт/с між двома парними електроакустичними перетворювачами в басейні, на відстані 2,5 метрів при їх фіксованому розташуванні. В роботі представлено методологію виявлення сигналу на фоні завад за допомогою корелятору.

4.1.3 Вимірювання продуктивності зв'язку на основі часового кодування сигналу з розширенням спектру і алгоритмом адаптації

Для оцінки ефективності розробленого в третьому розділі алгоритму автоматичної адаптації до умов зв'язку було проведено наступну групу експериментів. Вже на фізичному рівні OSI виникає питання стосовно вибору довжини одного символу даних і визначення робочого частотного діапазону. На канальному ж рівні OSI слід визначитися з розміром кодового алфавіту. Вибір зазначених параметрів слід робити з точки зору максимізації продуктивності. Для цього в ході вимірювань отримано криві залежності швидкості передачі даних від розміру кодового алфавіту, верхньої частоти доступного частотного діапазону, нижньої частоти доступного частотного діапазону, тривалості одного символу даних.

Мета експерименту – експериментальне визначення залежності швидкості передачі даних від розміру кодового алфавіту, верхньої частоти доступного частотного діапазону, нижньої частоти доступного частотного діапазону, тривалості одного символу даних.

Вже на фізичному рівні OSI виникає питання стосовно вибору довжини одного символу даних і визначення робочого частотного діапазону. На канальному ж рівні OSI слід визначитися з розміром кодового алфавіту. Вибір зазначених параметрів слід робити з точки зору максимізації швидкості передачі даних і BER.

Вимірювання проводилися в заглушеній камері на кафедрі Акустики та Акустoeлектроніки НТУУ «КПІ» ім. І.Сікорського. Для експерименту використовувалася високошвидкісна 12-бітна аудіокарта, мікрофон і електроакустичний перетворювач. Відстань між випромінювачем і приймачем складала 2 метри.

Схема експерименту представлена на Рис.4.7. На вході вимірювального стенду передається відоме повідомлення з деякої рівномірно-розподіленої послідов-

ності символів кодового алфавіту.

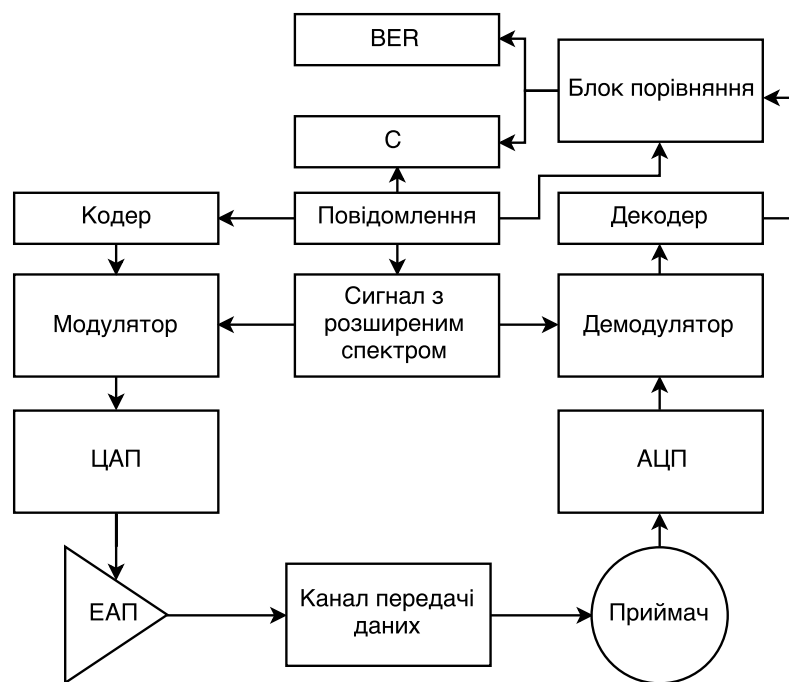


Рис. 4.7: Схема вимірювального стенду.

Роботу вимірювального стенду можна представити у вигляді наступної послідовності:

1. Вихідна бітова послідовність потрапляє на вхід кодера.
2. Код з виходу кодера сигнал потрапляє на модулятор, що модулює кодом сигнал з розширенням спектру.
3. Після цього цифровий сигнал переводиться в аналоговий і випромінюється ЕАП.
4. АЦП оцифровує прийнятий сигнал і передає його на вхід демодулятора.
5. Демодулятор на основі еталонного сигналу з розширенням спектру виділяє символи пакету з прийнятого сигналу.
6. Декодер декодує прийняті символи і передає їх в блок порівняння.

7. Блок порівняння розраховує на основі прийнятої і передаваної бітової послідовності BER і швидкість передачі даних.

Теоретичне значення швидкості передачі даних будемо розраховувати за 4.9. В залежності від обраних параметрів розраховуємо теоретичну границю пропускну здатності каналу зв'язку, а експериментально будемо вимірювати швидкість передачі даних, як відношення правильно прийнятих даних до тривалості передачі. Відношення кількості помилкових біт до загальної кількості дасть експериментальне значення BER.

Експериментальне вимірювання зазначених вище залежностей від верхньої граничної частоти робочого діапазону в деякій мірі характеризує фізичний рівень каналу передачі і наводиться з ілюстративною метою. Для практичного застосування залежність від f_H представляє цінність, оскільки за цими кривими можна визначити ширину доступного частотного діапазону.

В якості **демодулятора** використовувався цифровий корелятор. Відлік з виходу АЦП потрапляв в буфер заповнений нулями в початковому стані і далі за схемою FiLo проводиться поелементне перемноження отриманої послідовності з еталонним сигналом і сума отриманих значень. В результаті отримуємо миттєве значення функції кореляції сигналу з АЦП і еталонної послідовності.

Робота **декодера** описується наступною послідовністю операцій і зображена на Рис.4.8:

1. вхідний буфер заповнюється відліками сигналу з виходу АЦП за схемою First In Last Out і передається на цифровий корелятор, де відбувається поелементне перемноження сигналу з еталоном (в початковий момент часу буфер заповнено нулями);
2. отримана послідовність потрапляє на суматор, в результаті отримуємо миттєве значення функції кореляції отриманого сигналу з опорним;
3. при перевищенні деякого визначеного порогового рівня приймається рі-

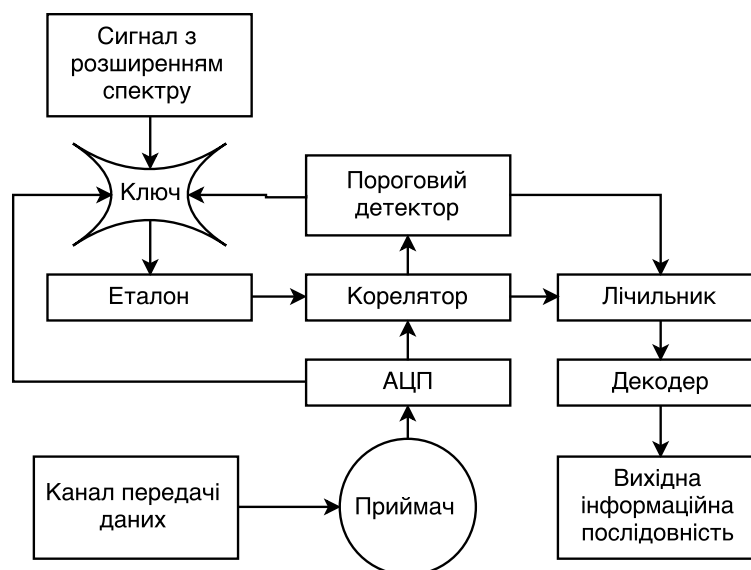


Рис. 4.8: Алгоритм адаптації.

шення про початок передачі;

4. після прийняття рішення про початок передачі визначається положення найближчого максимуму виходу корелятора;
5. визначена на попередньому кроці точка береться як опорна, від неї йде відлік до наступного максимуму функції кореляції;
6. значення передаваного інформаційного символу визначається з кількості відліків між сусідніми максимумами;

Для **зменшення впливу міжсимвольної інтерференції** в роботі використовуються сигнали з різними видами модуляції несучої частоти (розширенням спектру) [61, 28]. Послідовність таких сигналів в пакеті даних завжди є незмінною. Таким чином за сигналом з модуляцією «А» завжди слідує сигнал з модуляцією «Б» і т.д.. В роботі використовувалися 3 типи модуляції:

- лінійна модуляція;
- модуляція за квадратичним законом;

- модуляція за логарифмічним законом.

Таким чином, якщо «тривалість» імпульсної характеристики ГА каналу менша за 3τ , несинхронні компоненти будуть відфільтровані.

Іншою неочевидною перевагою такого методу є можливість введення додаткового каналу детектування початку зв'язку/синхронізації. Суть використання додаткового каналу детектування полягає в тому, що ініціалізатор зв'язку передає пілот-сигнал, що складається з послідовності з 3-х імпульсів «АБВ», які слідує один за одним з наперед відомим інтервалом між ними. На стороні приймача проводиться кореляція прийнятого сигналу з еталонною послідовністю. За рахунок того, що еталонна послідовність має в 3 рази більшу тривалість, а отже і енергію, вдається значно збільшити відношення сигнал/шум і правильно детектувати більш зашумлений сигнал.

Також введення такого підходу дозволяє ввести алгоритм адаптації до умов зв'язку. Схематично алгоритм адаптації представлено на Рис.4.8.

За умови виявлення пілот-сигналу на стороні приймача пороговий детектор генерує імпульс, що перемикає ключ і послідовність, на яку було перевищення порогу, приймається за еталонну в цьому пакеті і використовується, як набір еталонів для демодулятора. Цей підхід базується на припущенні про стаціонарність імпульсної характеристики ГА каналу на інтервалах часу менших за тривалість одного пакету даних. Крім того, з використанням такого підходу перехідна характеристика каналу зв'язку автоматично враховується в кореляційному фільтрі і відпадає необхідність додатково корегувати характеристики ЕАП і каналу.

Для **декодування** отримані під час демодуляції інтервали порівнюються з таблицею символів. Рішення приймається виходячи з того, в який діапазон потрапляє отриманий символ даних.

Залежність пропускної здатності каналу зв'язку від тривалості одного сим-

волу алфавіту для часового кодування визначається:

$$C(n, \tau) = \frac{n}{2\tau + \widehat{\tau_m}} \quad (4.4)$$

де n – кількість біт в одному символі, $\widehat{\tau_m}$ – середня в алфавіті тривалість кодуєчого інтервалу, τ – тривалість імпульсу. В даному виразі допускається, що імовірність появи всіх символів алфавіту однакова і рівна між собою, а кодуєчі інтервали розподілені рівномірно. Оскільки кількість біт в одному символі залежить від розміру кодового алфавіту за такою залежністю:

$$n = \log_2 m \quad (4.5)$$

Підставимо 4.5 в 4.4:

$$C(m, \tau) = \frac{\log_2 m}{2\tau + \widehat{\tau_m}} \quad (4.6)$$

В свою чергу величина середнього кодуєчого інтервалу також залежить від розміру алфавіту m і від частоти дискретизації сигналу. В граничному випадку мінімальний інтервал між сусідніми символами – тривалість одного відліку АЦП. На практиці додається додатковий охоронний інтервал між сусідніми символами.

$$\widehat{\tau_m} = \frac{\sum_{i=0}^m \left(\frac{N \cdot i}{f_s} \right)}{m} \quad (4.7)$$

тут f_s – частота дискретизації АЦП, N – відстань між сусідніми кодуєчими інтервалами у відліках АЦП. Також залежність тривалості імпульсу від нижньої частоти частотного діапазону можна виразити:

$$\tau(f_l) = \frac{d}{f_l} \quad (4.8)$$

тут d – кількість періодів f_l в одному імпульсі. В роботі експериментально обрано $d = 10$, як тривалість, що забезпечує компроміс між необхідністю зменшити τ для збільшення пропускної здатності каналу і потребою збільшити τ , щоб зменшити флуктуації АЧХ.

Тоді підставляючи 4.8, 4.7 в 4.6 отримаємо залежність швидкості передачі даних від нижньої частоти частотного діапазону і розміру кодового алфавіту.

В якості параметрів виступають частота дискретизації АЦП, N – відстань між сусідніми кодуєчими інтервалами, d – кількість періодів f_l в одному імпульсі:

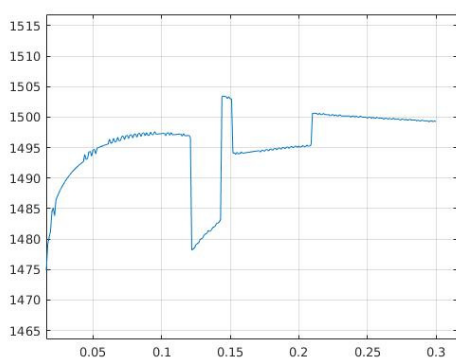
$$C(m, f_l) = \frac{\log_2 m}{2 \frac{d}{f_l} + \frac{\sum_{i=0}^m \left(\frac{N_i}{f_s} \right)}{m}} \quad (4.9)$$

Отримане співвідношення (4.9) використаємо для моделювання залежності швидкості передачі даних від нижньої граничної частоти частотного діапазону системи передачі даних і покажемо на графіку Рис.4.15(а).

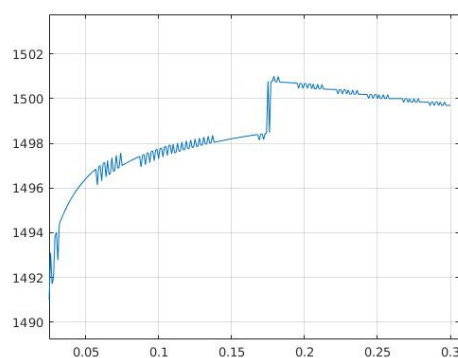
4.2 Результати вимірювань

4.2.1 Експериментальне підтвердження вихрової природи інтенсивності в хвилеводі

На Рис.4.9 покажемо результат моделювання залежності швидкості розповсюдження акустичного імпульсу в хвилеводі для акустичного імпульсу на частотах 1М Гц і 2.25 МГц. Покажемо, що передбачені хвильовою теорією зони з більшим



(а) 1МГц

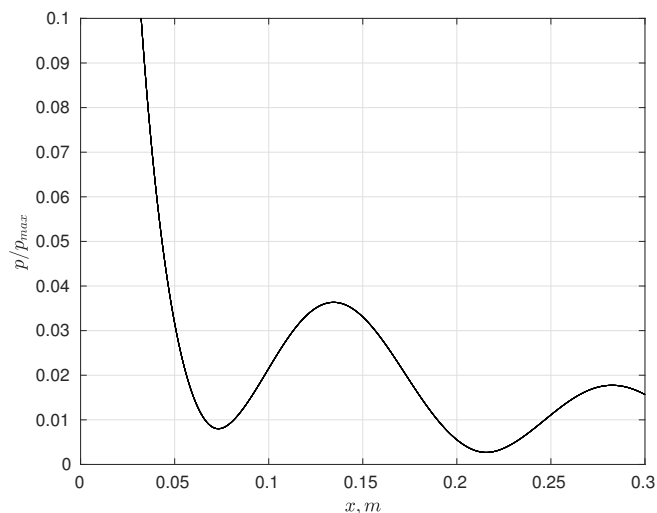


(б) 2.25МГц

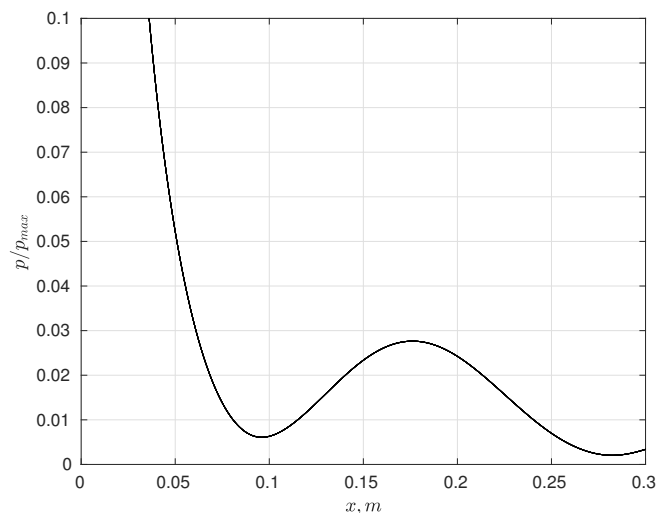
Рис. 4.9: Швидкість розповсюдження акустичного імпульсу в хвилеводі.

і меншим рівнем інтенсивності акустичного тиску зустрічаються на практиці. На Рис. 4.10 показано залежність амплітуди тиску акустичного імпульсу в хвилеводі від координат імпульсу і результат вимірювання акустичного тиску в хвилеводі вздовж осі у порівнянні з комп'ютерною моделлю.

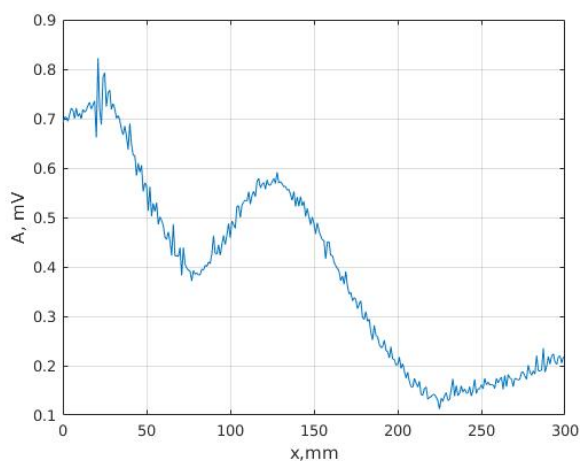
Вихори інтенсивності отримані в результаті моделювання наявні в тих же точках, що і в отриманих під час експерименту кривих. Це підтверджує висунуті припущення і вказує на правильність обраної моделі.



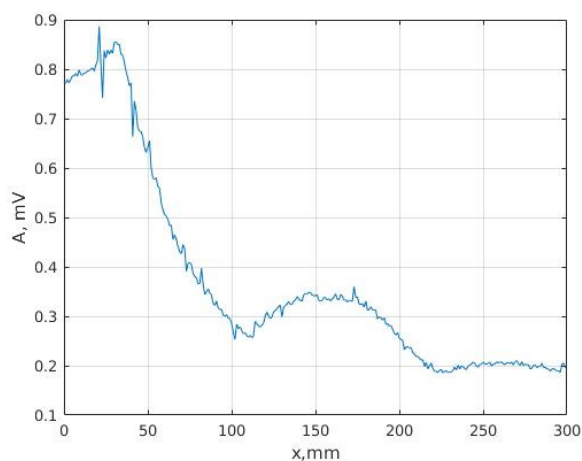
(а) 1 МГц, модель



(б) 2.25 МГц, модель



(в) 1 МГц, експеримент



(г) 2.25 МГц, експеримент

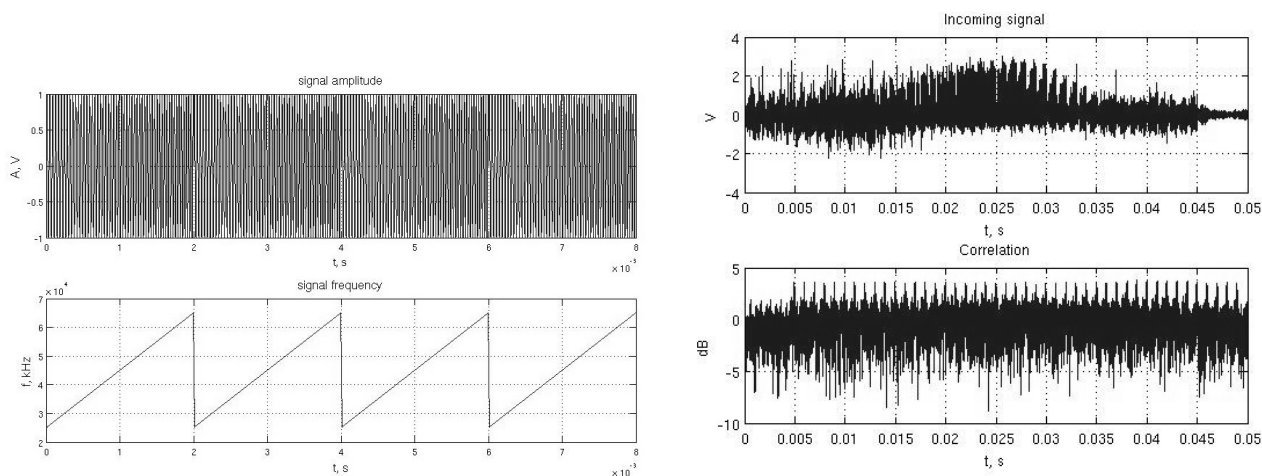
Рис. 4.10: Акустичний тиск в хвилеводі.

Як видно з рисунків для відкритого простору амплітуда після зростання до точки фокусу швидко зменшується. Зменшення амплітуди в цьому випадку відповідає закону для розширення хвильового фронту. Для хвилеводного ж розповсюдження в обох випадках можна спостерігати більш швидке зменшення амплітуди на першій третині шляху, потім певне зростання до точки фокусу і знову спадання.

4.2.2 Вимірювання продуктивності зв'язку на основі диференціального 4-х позиційного фазового кодування сигналу з розширенням спектру

Розглянемо демодуляцію отриманої послідовності, побудуємо розподілення отриманих значень інформаційних зсувів фази і визначимо їх ймовірнісні характеристики. Для оцінки закону розподілення скористаємось тестами Ліллієфорса і Яркі-Бера. В роботі також побудовано квантілі розподілення інформаційної складової фази і їх порівняння із квантілями розподілення нормального закону. Нагадаємо, що саме фазова складова сигналу кодує інформацію передаваної послідовності. Отже, після детектування отримано корисний сигнал із суміші сигналу і завад необхідно провести демодуляцію отриманої послідовності.

Покажемо на Рис.(4.11) вигляд напруги на вході приймача та вихід детектору. В результаті проведеного експерименту було отримано розподілення фази



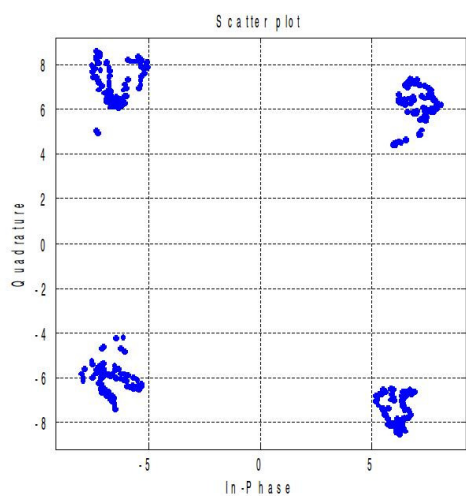
(а) Випромінена послідовність, залежність частоти випроміненого сигналу від часу.

(б) Отриманий сигнал, вихід детектора.

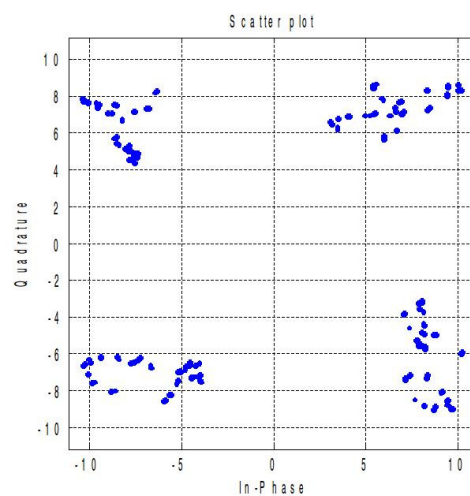
Рис. 4.11: Випромінений сигнал

прийнятого сигналу [62, 63]. Для зручності сприйняття результатів представимо фазове розподілення у вигляді графіку, де по осі абсцис відкладається компонент R_c , що є пропорційним реальній частині вхідного сигналу, по осі ординат – R_s , що пропорційно уявній частині. На графіку осі позначено, як синфазну і

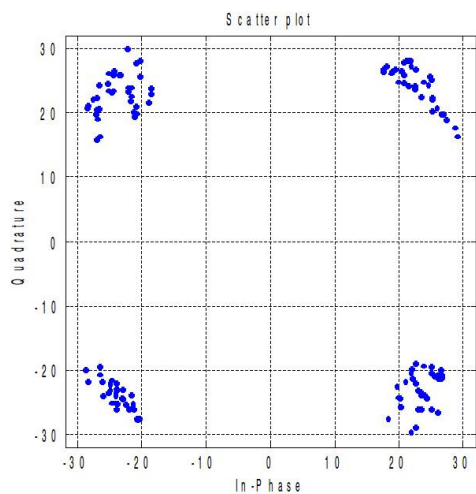
квадратурну відповідно.



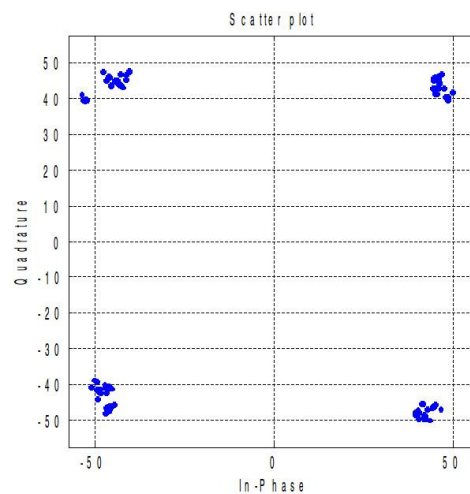
(a) $C = 8\text{ kbit/s}$



(б) $C = 4\text{ kbit/s}$



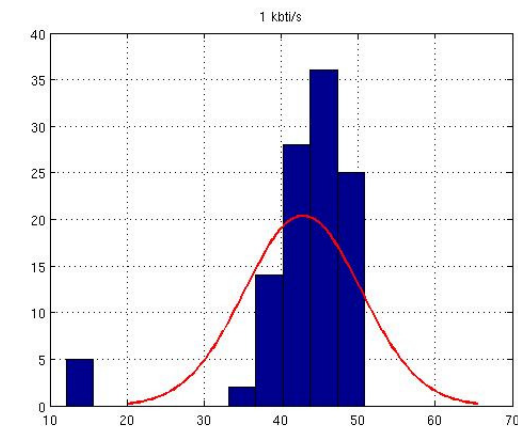
(в) $C = 2\text{ kbit/s}$



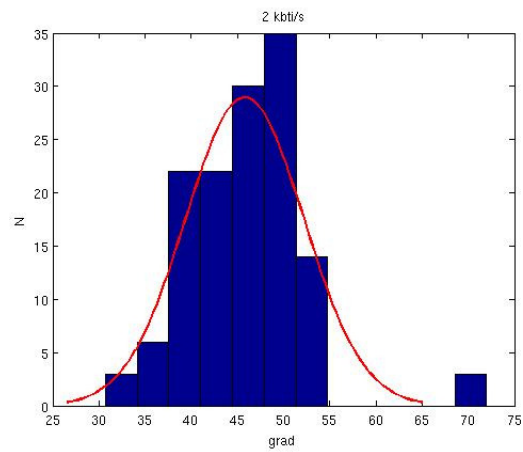
(г) $C = 1\text{ kbit/s}$

Рис. 4.12: Розподілення фази

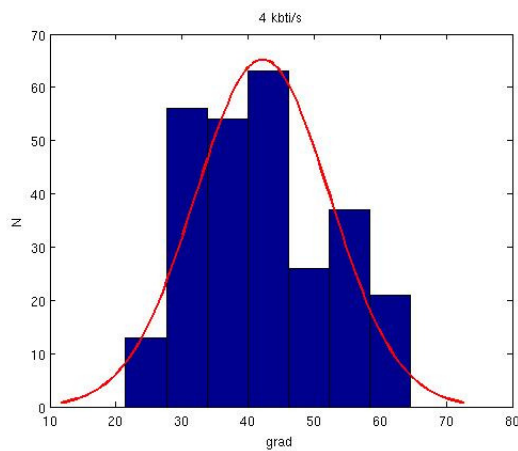
З Рис.4.13, 4.12 видно, що щільність розподілення точок фази зменшується з ростом швидкості передачі даних (зменшенням тривалості одного імпульсу) і функція розподілення фази добре узгоджується з Гаусовим законом розподілу. Загалом розроблена система передачі даних демонструє високу завадостійкість і продуктивність на рівні $E = 2..3$ одиниць.



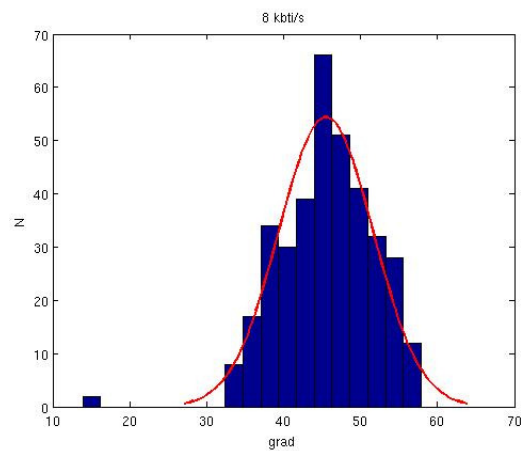
(а) $C = 8\text{ kbit/s}$



(б) $C = 4\text{ kbit/s}$



(в) $C = 2\text{ kbit/s}$



(г) $C = 1\text{ kbit/s}$

Рис. 4.13: Гістограма розподілення фази

4.2.3 Вимірювання продуктивності зв'язку на основі часового кодування сигналу з розширенням спектру і алгоритмом адаптації

На наступних графіках покажемо синім на теоретично розраховану межу для даної системи зв'язку, червоним показано результати експерименту. Залежність швидкості передачі даних в каналі зв'язку від:

1. нижньої частоти доступного частотного діапазону Рис.4.15(а);
2. тривалості символу даних Рис.4.16;
3. розміру алфавіту системи зв'язку Рис.4.17(а).

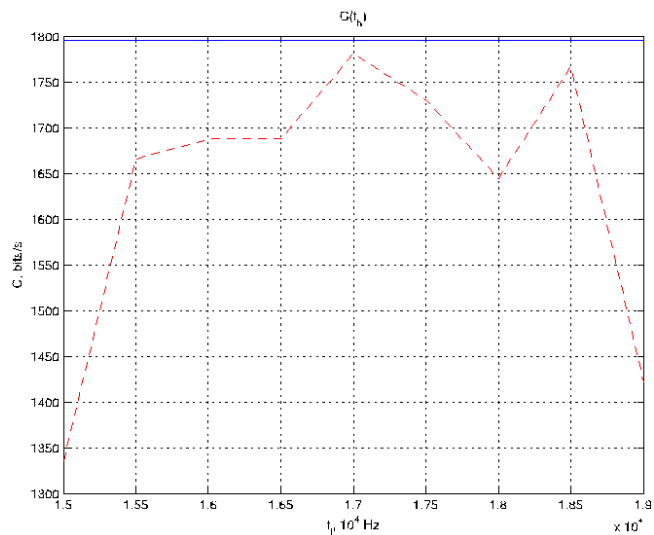
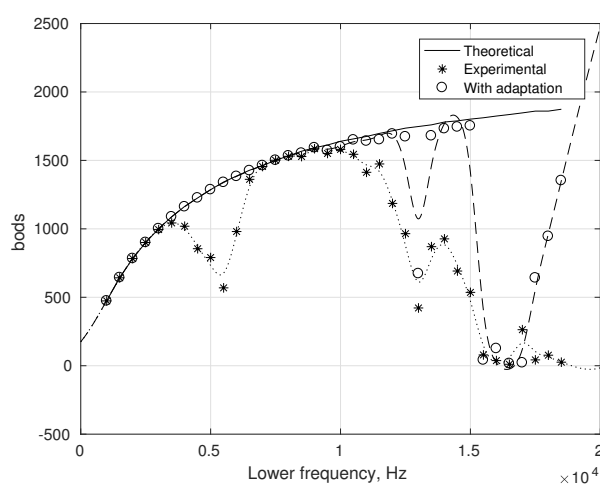


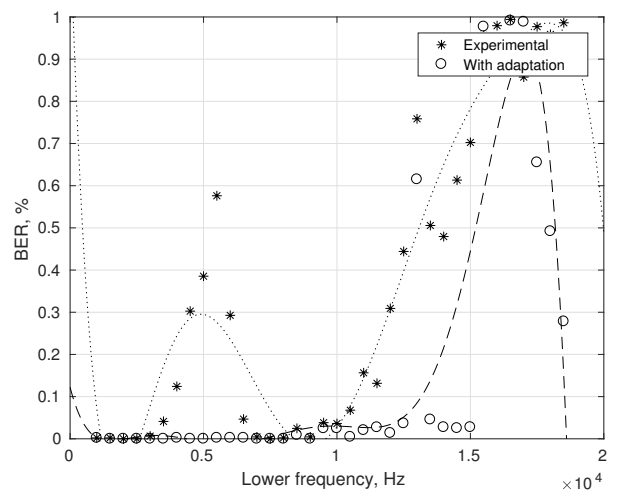
Рис. 4.14: Залежність швидкості передачі даних в каналі зв'язку від верхньої частоти діапазону

Залежність швидкості передачі даних в каналі зв'язку від:

1. нижньої частоти доступного частотного діапазону Рис.4.15(б);
2. тривалості символу даних;
3. розміру алфавіту системи зв'язку Рис.4.17(б).



(а) Залежність швидкості передачі даних



(б) Залежність імовірності бітової помилки

Рис. 4.15: Залежності від нижньої частоти діапазону

Експериментальні криві добре узгоджуються з модельним. Найбільші розбіжності виникають поблизу границь обраного частотного діапазону, що свід-

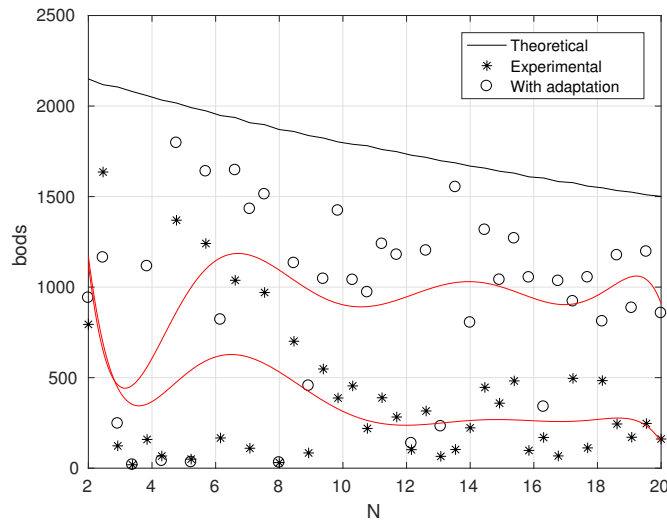


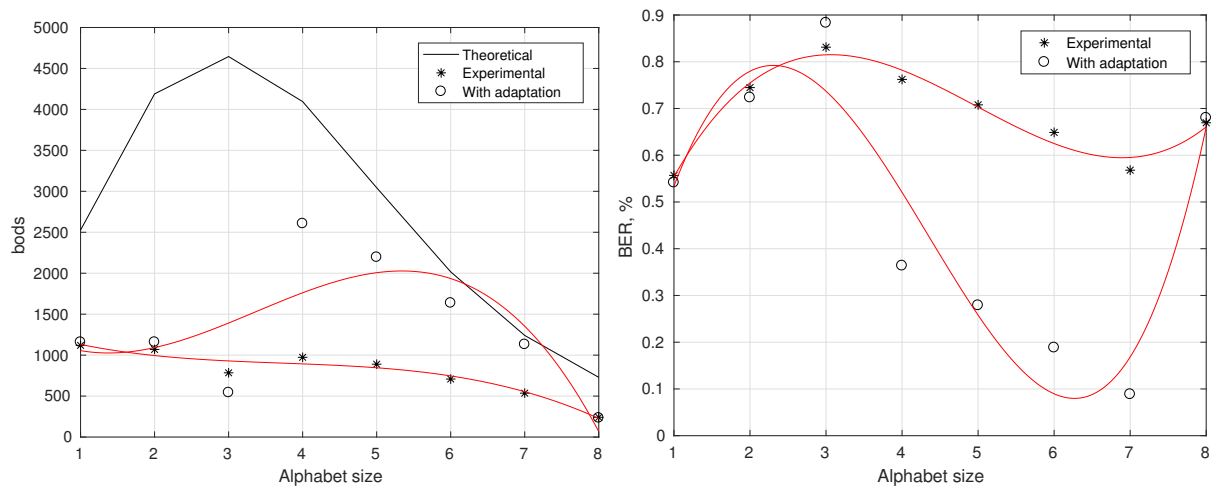
Рис. 4.16: Залежності швидкості передачі даних в каналі зв'язку від довжини одного імпульсу

чить про суттєве погіршення характеристик електроакустичних перетворювачів на цих частотах.

Система передачі даних без адаптації демонструє продуктивність в межах $E = 1..2$ одиниць, а з адаптацією – $E = 2..3$ одиниць, що вказує на суттєвий вклад адаптації до умов каналу на продуктивність зв'язку в цілому.

4.3 Висновки

В результаті експериментів отримано підтвердження наявності вихорів потоку акустичної потужності в хвилеводі в умовах взаємодії декількох мод. В результаті групи експериментів було отримано «ступінчасту» залежність швидкості розповсюдження акустичного імпульсу в каналі, що було передбачено під час фізичного і комп'ютерного моделювання (Рис. ??). Також було отримано експериментальне підтвердження наявності «вихорів» інтенсивності акустичного поля в хвилеводі, що з'являються в наслідок взаємодії декількох мод хвилеводу, що переносять широкосмуговий імпульсний сигнал. Найбільший вплив на результуючу форму акустичного сигналу здійснює перша і друга мода коливань. Про це свідчить хороше збіг дво-модової моделі хвилеводу і результатів



(а) Залежність швидкості передачі даних

(б) Залежність імовірності бітової помилки

Рис. 4.17: Залежність від розміру кодового алфавіту

вимірювання акустичного поля хвильоводу, що відповідає теорії [64].

Експериментально отримано характеристики ГА зв'язку на основі подвійної фазової маніпуляції з розширенням спектру на основі лінійної частотної модуляції. Розроблена система зв'язку виявила високу завадозахищеність, стійкість до різних умов каналу зв'язку. В експерименті підтверджено, що на частотах порядку 45..75 кГц найбільш адекватним є променеве наближення і імовірнісна оцінка характеру багатопроменевості каналу [62, 63]. Експериментально підтверджено, що профіль багатопроменевості за зазначених умов відповідає Релеєвському розподіленню [4, 57, 65].

З приведених графіків (Рис.4.15(а), 4.17(а), 4.16) видно значну перевагу методу з адаптацією (в 1.5...2 рази), також видно, що в умовах стаціонарного каналу алгоритм адаптації забезпечує близький до теоретично максимального рівень швидкості передачі даних при прийнятному рівні бітової помилки (10^{-3}). Таке підвищення якості пояснюється зменшенням впливу найбільш значущого джерела завад – реверберації за рахунок використання сигналів з різними законами модуляції. З Рис. 4.16 видно, що збільшення кількості біт на один імпульс призводить до збільшення кодового алфавіту за законом 2^x . Це, в свою чергу, викликає збільшення міжсимвольного інтервалу і зменшення пропускної здатності каналу. Отже, в каналі існує оптимальне значення розміру символьного

алфавіту в експерименті – 8 символів, 3 біти на імпульс (Рис. 4.17(а)). Висновки на основі частотних залежностей можна узагальнити:

- Чим вище розташовано робочий частотний діапазон, тим вищої пропускну здатності каналу зв'язку можливо досягти.
- Чим ширша смуга робочих частот, тим краще детектується сигнал на фоні завад викликаних реверберацією.
- Робочу смугу частот слід обирати виходячи з приведених рекомендацій, умов задачі по забезпеченню енергетичної дальності і частотних характеристик електроакустичних перетворювачів. Особливу увагу слід приділяти забезпеченню лінійності фазочастотної характеристики в обраній смузі частот.

Експериментально отримано характеристики системи зв'язку на основі часового кодування з використанням адаптації до умов каналу. Показано ефективність запропонованого підходу до зменшення впливу реверберації і адаптації до умов каналу. Система в експерименті виявила близькі до теоретично максимальних характеристики по швидкості передачі даних і імовірності бітової помилки. Також отримано експериментально залежності швидкості передачі даних і імовірності бітової помилки від границь частотного діапазону, тривалості імпульсу, розміру кодового алфавіту. В подальшому отримані результати і використані підходи стануть основою для подальшого вдосконалення системи динамічної адаптації до умов зв'язку.

ВИСНОВКИ

Основні результати дисертаційного дослідження:

1. В роботі вперше розроблено теоретичні основи, що дозволяють змодельовати і надати рекомендації для проектування і реалізації систем кодового гідроакустичного зв'язу з урахуванням особливостей розповсюдження акустичних імпульсів в акустичних хвилеводах. Розроблена модель гідроакустичного каналу дозволяє прогнозувати ефективність обраної реалізації системи кодового звукопідводного зв'язу з урахуванням спотворень коротких широкосмугових акустичних сигналів спричинених дисперсією і міжсимвольною інтерференцією під час хвилевідного поширення.
2. В роботі вперше розглянуто поширення «пачки» акустичних радіоімпульсів з амплітудною і фазовою модуляцією в плоско-паралельному гідроакустичному каналі з урахуванням дисперсії. Детально розглянутий вплив дисперсії на форму акустичного імпульсу є основою для вибору функції на основі якої проводиться розширенням спектру сигналу і є базисом для розробленого в роботі методу адаптації до умов каналу.
3. Проведено оцінку швидкості поширення акустичної енергії пачки імпульсів в хвилеводі, з врахуванням областей сингулярності для різних глибин розташування абонентів. Аналіз областей сингулярності в хвилеводі дозволяє рекомендувати використання сигналів з розширенням спектру, що зменшить вплив частотних завмирань в каналі і дозволить збільшити надійність системи цифрового звукопідводного зв'язку
4. В результаті теоретичних та експериментальних досліджень вперше показано зв'язок швидкості передачі даних з розрядністю використовуваного

коду, шириною робочої смуги частот, тривалістю акустичного імпульсу для кодового гідроакустичного зв'язку в мілкому морі. Отримані в роботі криві, що відображають цей зв'язок є основою для моделювання ефективності систем цифрового звукопідводного зв'язку

5. Розроблено метод динамічної адаптації до умов каналу, що знижує вплив інтерференції і дисперсії на основі сигналів з модуляцією несучої частоти неперервною функцією. Цей метод дозволяє значно підвищити продуктивність цифрового звукопідводного зв'язку.
6. Вперше встановлено і досліджено теоретично та експериментально наявність в ГА каналі вихорів потоку акустичної енергії внаслідок канального розповсюдження і взаємодії акустичних мод. Розглянуте явище суттєво впливає на форму акустичних сигналів в хвилеводі, служить основою для моделювання акустичних полів в хвилеводі, що створюються широкопasmовими джерелами акустичних коливань.
7. Отримані розрахунковим шляхом результати підтверджено експериментально, що свідчить про адекватність обраних розрахункових моделей.
8. Розроблені в ході роботи методики експериментального вимірювання кривих залежності швидкості передачі даних з розрядністю використовуваного коду, шириною робочої смуги частот, тривалістю акустичного імпульсу стали основою для методу динамічної адаптації системи цифрового звукопідводного зв'язку до умов каналу.
9. Експериментально підтверджено наявність в ГА каналі вихорів потоку акустичної енергії внаслідок канального розповсюдження і взаємодії акустичних мод, що надає строге пояснення явища частотних завмирань в каналі, є важливим фактором для моделювання цифрового звукопідводного зв'язку в мілкому морі.

10. Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- створені можливості пошуку найбільш оптимальних методів модуляції, кодування, ширини і положення частотної смуги під час проектування засобів цифрового гідроакустичного зв'язку в залежності від вимог по забезпеченню дальності, швидкості передачі даних, частотної смуги, споживаній потужності, що висуваються до розроблюваних засобів;
- визначені умови за яких виникають вихори потоку акустичної енергії внаслідок канального розповсюдження і взаємодії акустичних мод, що дозволить розробнику засобів цифрового звукопідводного зв'язку уникнути частотних і просторових завмирань в гідроакустичних каналах;
- використання розробленого алгоритму адаптації дозволить значно підвищити надійність і достовірність зв'язку розроблюваних засобів і систем такого зв'язку і розширить ареал їх використання.

Результати дисертаційної роботи впроваджені в Державному підприємстві «Київський науково-дослідний інститут гідроприладів», що підтверджується відповідним актом впровадження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] К. Г. Кебкал and В. С. Дидковский. *Анализ путей развития средств цифровой гидроакустической связи*. Севастополь: Изд. центр СКУАЭиП., 2010.
- [2] М. А. Буланая, И. В. Вовк, В. Т. Гринченко, and В. Т. Мацыпура. Особенности распространения звукового импульсного сигнала в плоском регулярном волноводе. *Акустичний вісник.*, 2008.
- [3] В. Т. Гринченко, И. В. Вовк, and В. Т. Мацыпура. *Основы акустики*. Київ: Наукова думка., 2007.
- [4] К. Г. Кебкал and А. Г. Кебкал. Результаты цифровой гидроакустической связи в мелкой воде между судном и подводным аппаратом. *НИЦ ВСУ «Государственный океанариум»*, 2009.
- [5] Д. А. Кравчук. Моделирование распространения акустических волн параметрического излучателя для мониторинга мелкого моря. *Известия ЮФУ.*, Технические науки(9), 2011.
- [6] Д. Д. Минаев and В. И. Петухов. Моделирование акустических характеристик мелководных морских акваторий по данным натурных экспериментальных исследований. *Подводные исследования и робототехника*, 15(1), 2013.
- [7] А. І. Гончар and Л. І. Шличек. Комплексні дослідження природних ресурсів Азово-Чорноморського басейну—необхідна умова оптимального і сталого

функціонування економіки України. *Гідроакустичний журнал*, Проблеми, методи та засоби досліджень Світового океану, 2007.

- [8] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer. The state of the art in underwater acoustic telemetry. *IEEE Journal of oceanic engineering*, 25(1):4–27, 2000.
- [9] D. B. Kilfoyle, J. C. Preisig, and A. B. Baggeroer. Spatial modulation experiments in the underwater acoustic channel. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 30(2):406–415, 2005.
- [10] K. Pelekanakis and M. Chitre. Robust equalization of mobile underwater acoustic channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 40(4):775–784, 2015.
- [11] M. Stojanovic and J. Preisig. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization. *IEEE Communications Magazine*, 47(1):84–89, 2009.
- [12] M. J. Buckingham and E. M. Giddens. On the acoustic field in a Pekeris waveguide with attenuation in the bottom half-space. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 119(1):123–142, 2006.
- [13] C. F. Chien and R. V. Waterhouse. Singular points of intensity streamlines in two-dimensional sound fields. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 101(2):705–712, 1997.
- [14] S. Finette and E. Williams. Transmitting information by propagation in an ocean waveguide: Computation of acoustic field capacity (no. *NRL/FR/7167-15-10*). *NAVAL RESEARCH LAB WASHINGTON DC*, 2015.
- [15] G. B. Stan, J. J. Embrechts, and D. Archambeau. Comparison of different impulse response measurement techniques. *Journal of the Audio Engineering Society*, 50(4):249–262, 2002.

- [16] J. Adin Mann Jiri Tichy and Anthony J. Romano. Instantaneous and time-averaged energy transfer in acoustic fields. *The Journal of the Acoustical Society of America*, pages 82–1, 1987.
- [17] О. Р. Ластовенко, В. А. Лисютин, and А. А. Ярошенко. Особенности векторных акустических полей в волноводах мелкого моря. *Збірник наукових праць СХУЯЕтаП*, 2012.
- [18] О. Р. Ластовенко, В. А. Лисютин, and А. А. Ярошенко. Особенности частотных характеристик нормальных волн в трёхслойном гидроакустическом волноводе с поглощением. *Вісник Донецького Національного Університету*, Сер. А: Природничі науки,(1), 2010.
- [19] В. А. Щуров, В. П. Кулешов, and Е. С. Ткаченко. Вихри акустической интенсивности в мелком море. *Техническая акустика*, 10(10), 2010.
- [20] Борис Складар. *Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение*. Издательский дом Вильямс, 2004.
- [21] Л. М. Финк. *Теория передачи дискретных сообщений*. Советское радио, 1970.
- [22] Р. Д. Боббер. *Гидроакустические измерения*. Рипол Классик, 1974.
- [23] В.В. Мелешко, В.Т. Маципура, and А.Ф. Улитко. *Теорія хвильоводів*. Київ, ВПЦ Київський університет, 2013.
- [24] О. В. Коржик, В. С. Дідковський, Н. Д. Гладких, and А. О. Безручко. До питання про деформування різночастотного імпульсно-кодowego акустичного сигналу в підводному звуковому каналі. *Системи обробки інформації*., 2015.
- [25] А. В. Коржик, В. С. Дидковский, and Н. Д. Гладких. Распространение звукового импульсного информационного сообщения в плоскопараллельном

- волноводе с идеальными границами. *Электроника и Связь.*, 21(3(92)):82–96, 2016.
- [26] В. С. Дидковский, Н. Д. Гладких, and А. В. Коржик. Распространение двухимпульсного информационного сообщения в плоскопараллельном волноводе с идеальными границами. *Българско списание за инженерно проектиране.*, 2017.
- [27] В. С. Дідковський, Н. Д. Гладких, and О. В. Коржик. Особливості розповсюдження акустичних імпульсів у підводному звуковому каналі. In *Акустичний симпозіум “КОНСОНАНС-2015”*. КИЇВ. ІГМ НАН УКРАЇНИ, 2015.
- [28] Н. Д. Гладких, Д. С. Маслов, З. Т. Гусак, О. І. Ніжник, Я. І. Старовойт, and А. О. Святненко. Станція пошуку плавців-диверсантів. In *Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки. Тези доповідей на VI науково-технічній конференції.*, pages 406–407, 2015.
- [29] Arthur Baggeroer. Acoustic telemetry-an overview. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 9(4):229–235, 1984.
- [30] Mandar Chitre, Shiraz Shahabudeen, and Milica Stojanovic. Underwater acoustic communications and networking: Recent advances and future challenges. *Marine technology society journal*, 42(1):103–116, 2008.
- [31] Anil K. Maini and Varsha Agrawal. *Satellite technology: principles and applications*. John Wiley & Sons, 2011.
- [32] А. Денисенко. *Сигналы. Теоретическая радиотехника*. М: Горячая линия-Телеком., 2005.
- [33] Li-Hsing Yen and Wei-Ting Tsai. The room shortage problem of tree-based

- zigbee/ieee 802.15. 4 wireless networks. *Computer Communications*, 33(4):454–462, 2010.
- [34] Xin Ma and Wei Luo. The analysis of 6lowpan technology. In *Computational Intelligence and Industrial Application, 2008. PACIIA'08. Pacific-Asia Workshop on*, volume 1, pages 963–966. IEEE, 2008.
- [35] Роберт Дж. Урик. Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, page 444, 1978.
- [36] А. П. Евтютов and В. Б. Митько. *Инженерные расчеты в гидроакустике*. Судостроение., 1981.
- [37] Г. А. Бреховских. *Акустика океанской среды*. Рипол Классик, 1989.
- [38] Chaim Leib Pekeris, J. Lamar Worzel, and Maurice Ewing. *Propagation of Sound in the Ocean*. Geological Society of America, 1963.
- [39] Л. М. Бреховских. *Волны в слоистых средах*. Рипол Классик, 1957.
- [40] Л. М. Бреховских and В. В. Гончаров. *Введение в механику сплошных сред (в приложении к теории волн)*. Наука, 1982.
- [41] А. П. Сташкевич. *Акустика моря*. Судостроение, 1966.
- [42] А. О. Безручко, В. С. Дідковський, Н. Д. Гладкіх, and О. В. Коржик. До питання про деформування різночастотного імпульсно-кодового акустичного сигналу в підводному звуковому каналі. *Системи обробки інформації*, 10:12–15, 2015.
- [43] В. А. Григорьев, Б. Г. Кацнельсон, and М. Badiey. Флуктуации времен прихода нч сигналов в мелком море и возможности акустического позиционирования. *XXII сессия Российского акустического общества, Акустика океана. Сессия Научного совета по акустике РАН.*, 2012.

- [44] Geng Chen, Yan Chen, and Jian Lan Zhang. Statistical characteristics of sound channel in shallow water. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 109(5):2450–2450, 2001.
- [45] Warren Perry Mason. *Methods and Devices pt B*. Academic Press, 1964.
- [46] L. Brillouin. *Wave propagation and group velocity*, volume 8. Academic Press, 2013.
- [47] Leonid Brekhovskikh. *Waves in Layered Media 2*, volume 16. Elsevier, 2012.
- [48] M. J. Buckingham and E. M. Giddens. Theory of sound propagation from a moving source in a three-layer pekeris waveguide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 120(4):1825–1841, 2006.
- [49] K. Kebkal, A. Kebkal, and R. Bannasch. Evaluation of underwater acoustic channel capacity in conjunction with application of sweep-spread carrier signals. In *OCEANS 2007-Europe*, pages 1–6. IEEE, 2007.
- [50] Keelan Burns. *A Software Defined Underwater Acoustic Communications Hardware Platform*. PhD thesis, Flinders University-Adelaide Australia, 2013.
- [51] L. Hanzo, S. X. Ng, W. T. Webb, and T. Keller. *Quadrature amplitude modulation: From basics to adaptive trellis-coded, turbo-equalised and space-time coded OFDM, CDMA and MC-CDMA systems*. 2004.
- [52] Y. Y. Lu and J. Zhu. Perfectly matched layer for acoustic waveguide modeling-benchmark calculations and perturbation analysis. *COMPUTER MODELING IN ENGINEERING AND SCIENCES*, 22(3):235, 2007.
- [53] О. Р. Ластовенко, В. А. Лисютин, and А. А. Ярошенко. Моделирование передаточных и импульсных характеристик гидроакустических волноводов. Волновод с абсолютно отражающими границами. *Акустичний вісник*, 2007.

- [54] В. М. Кузькин, М. В. Куцов, and С. А. Пересёлков. Интерференция нормальных волн в мелком море. *Труды ИОФАН.*, 69(69):171–198, 2013.
- [55] ДСТУ ІЕС. 60565:2013 *Гідроакустика. Гідрофони. Калібрування в діапазоні частот від 0,01 Гц до 1 МГц (ІЕС 60565:2006, IDT)*. 2013.
- [56] А. Г. Лейко, Н. Д. Гладких, А. И. Нижник, and Я. И. Старовойт. Электрические свойства цилиндрических пьезокерамических излучателей силовой и компенсированной конструкции с окружной поляризацией. *Электроника и связь*, 19(3(80)):62–72, 2014.
- [57] Anzhelika K Kebkal, Konstantin G Kebkal, Oleksiy G Kebkal, and Maxim Komar. Modeling and experimental validation of basic characteristics of underwater acoustic communication based on signals with sweep-spread spectrum. *IEEE UComms*, 2012.
- [58] Н. Д. Гладких. Оценка влияния доплеровского расширения полосы частот на ошибку оценки фазы гидроакустического (ГА) сигнала. *Электроника и Связь*, 17(6):85–92, 2012.
- [59] Milica Stojanovic, Josko A. Catipovic, and John G. Proakis. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 19(1):100–111, 1994.
- [60] Костянтин Георгійович Кебкал. *Теоретичне обґрунтування і практична реалізація засобів цифрового зв'язку для гідроакустичних середовищ з характеристиками підвищеної складності*. Дис... доктра тех. наук: .05.09.08, 2011.
- [61] А. В. Дерепя, О. Г. Лейко, Гладкіх Н. Д., А. О. Святненко, and О. С. Ісаєнко. Система "Гідроакустична станція-надводний корабель" з антенами змінної глибини, 03 2016.

- [62] Н. Д. Гладкіх. Експериментальна реалізація цифрового гідроакустичного зв'язку (частина 1). *Electronics and communications*, 19(1(79)):95–101, 2014.
- [63] Н. Д. Гладкіх. Експериментальна реалізація цифрового гідроакустичного зв'язку (частина 2). *Electronics and communications*, 19(2(79)):94–100, 2014.
- [64] А. Л. Вировлянский, В. Денис, and С. В. Пранц. Лучевой и волновой хаос в подводных акустических волноводах. *Успехи физических наук*, (182):19–48, 2012.
- [65] K. G. Kebkal, R Bannasch, O. G. Kebkal, A. I. Panfilov, and R. Wischnewski. 3d acoustic imaging applied to the baikal neutrino telescope. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 602(1):177–179, 2009.
- [66] K. Pelekanakis and A. B. Baggeroer. Exploiting space–time–frequency diversity with mimo–ofdm for underwater acoustic communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 36(4):502–513, 2011.

Державний концерн
УКРОБОРОНПРОМ
Державне підприємство
«Київський науково-дослідний
Інститут
ГІДРОПРИЛАДІВ»



The State Concern
UKROBORONPROM
State Enterprise
«Kyiv Scientific Research
Institute
Of HYDRODEVICES»

Україна, 03035, Київ, вул. Сурікова, 3
Тел. (380-44) 239-90-18,
факс (380-44) 239-90-17
e-mail: office@hydrodevices.kiev.ua
ryba@ukrpac.net
WWW.HYDRODEVICES.KIEV.UA

3, Surikova str., Kyiv, 03035, Ukraine
Tel.: (380-44) 239-90-18,
fax: (380-44) 239-90-17
e-mail: office@hydrodevices.kiev.ua
ryba@ukrpac.net
WWW.HYDRODEVICES.KIEV.UA

06.06.17 № 184/094
на № _____ від _____

ЗАТВЕРДЖУЮ
Заступник директора
з наукової роботи
ДП «КИДІ Гідропріладів»
Ковальчук К.В.
«06» 06 2017 р.

Акт впровадження

результатів дисертаційної роботи Гладких Нікити Дмитровича «Підводний акустичний зв'язок в мілкому морі» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.08. – Прикладна акустика та звукотехніка.

Результати досліджень, викладені в кандидатській дисертації Гладких Нікити Дмитровича «Підводний акустичний зв'язок в мілкому морі», використані:

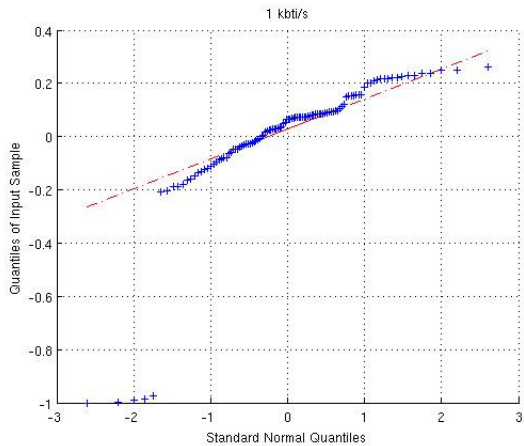
- при виконанні розрахунків та моделюванні розповсюдження звукових хвиль для задачі звукопідводного зв'язку в мілкому морі по контракту №STE-1-31-K/KE-17 від 18.04.2017 р. з РК.

Головний конструктор контракту
№ STE-1-31-K/KE-17

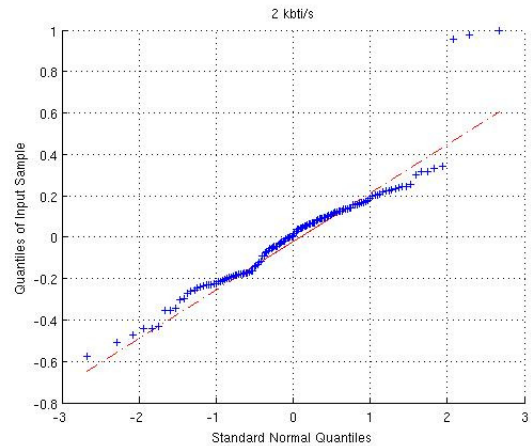


В.С. Коцюба

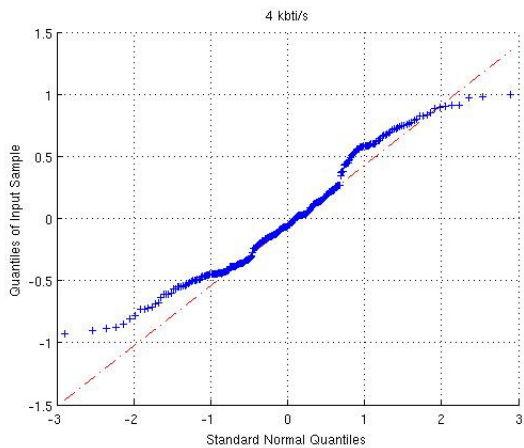
Додаток 2. Статистичний аналіз розподілення фази в експерименті з передачі даних за допомогою сигналів з подвійною фазовою маніпуляцією.



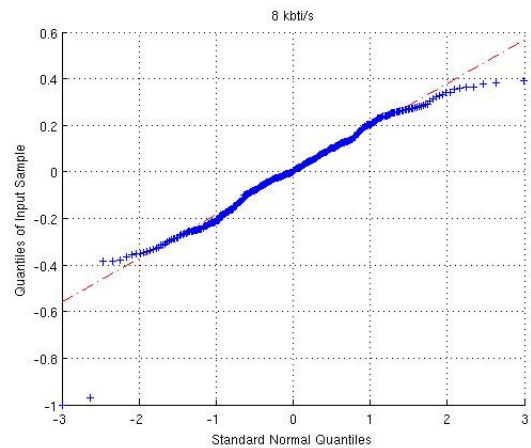
(а) $C = 8kbit/s$



(б) $C = 4kbit/s$



(в) $C = 2kbit/s$



(г) $C = 1kbit/s$

Рис. 4.18: Квантилі нормального розподілення фази

З рис. 4.12(а)-4.12(г) видно загальну тенденцію, що із зменшенням швидкості передачі даних зменшується відхилення значення фази від передаваного. Щоб оцінити отриманий результат необхідно визначити за яким законом розподілу розміщені значення відхилення фази. Для початку побудуємо гістограми розподілення фази, їх зображено на рисунках 4.13(а)-4.13(г). Далі побудуємо

квантилі розподілення отриманих послідовностей і порівняємо їх з квантилями нормального закону розподілення, 4.18(а)-4.18(г). Ці кроки дають наочне представлення про характер розподілу. Останнім кроком буде проведення тестів Яркі-Бера і Ліллієфорса, які дають числові характеристики. На цьому етапі прийнято гіпотезу, що отримані розподілення є нормальними. Для подальшого аналізу проведено нормування отриманих даних, фазу сигналу приведено до 450. Проведено 2 тести на відповідність випадкової вибірки експериментальних даних нормальному закону розподілення. Це тести Яркі-Бера і Ліллієфорса. В результаті роботи цих тестів маємо 4 цифри, що відповідають: – приймає значення 0 у випадку, коли нульова гіпотеза може бути прийнята і 1, у випадку неприйнятності нульової гіпотези з обраним рівнем значимості. P – рівень значимості, що відповідає вибірковому рівню значимості статистики. $JBSTAT/LSTAT$ – отриманий рівень статистики. V – критичний рівень статистики. Підсумовуючи результати тестів можна зробити висновок, що отримані

Табл. 4.1: Тест Яркі-Бера

Швидкість передачі даних, кбіт/с	8	4	2	1
H	1	0	1	1
P	0.001	0.0106	0.001	0.001
$JBSTAT$	124.22	11.22	113.43	541.62
CV	14.27	14.93	16.49	16.87

вибірки для швидкостей передачі даних 2, 4 і 8 кбіт/с розподілені за нормальним законом, що підтверджено тестами Яркі-Бера для 4 кбіт/с і Ліллієфорса для 2 і 8 кбіт/с. В певній мірі це обумовлено впливом міжсимвольної інтерференції в електричній частині каналу зв'язку. Про 1 кбіт/с можна сказати, що результати розподілені не за нормальним законом, це, очевидно, пов'язано зі стаціонарністю умов проведення експерименту. Якщо профіль багатопроменевості каналу буде більш динамічним, чого складно добитись в умовах ба-

Табл. 4.2: Тест Ліллієфорса

Швидкість передачі даних, кбіт/с	8	4	2	1
H	0	1	0	1
P	0.11	0.001	0.01	0.001
$LPSTAT$	0.043	0.076	0.09	0.185
CV	0.065	0.075	0.1	0.12

сейну, імовірно, дані будуть розподілені нормально. Для подальшого аналізу розраховано математичне очікування фази, розраховано середньо-квадратичне відхилення. Також розраховано оцінку вихідного відношення сигнал/шум, та імовірність бітової помилки за формулами [20]:

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \log \left(\frac{1}{\sigma^2} \right), \quad (4.10)$$

$$P_b = Q \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0}} \right), \quad Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp \frac{-t^2}{2} dt \quad (4.11)$$

Табл. 4.3: Імовірнісні характеристики отриманих даних

Швидкість передачі даних, кбіт/с	8	4	2	1
МО фази, град	45.7	42.4	45	44.3
СКВ, град	5.64	10.1	6	3.59
Оцінка нормованого СКВ фази	0.25	0.25	0.46	0.19
Вихідне відношення сигнал/шум	6.08	6.11	3.42	7.13
Імовірність бітової помилки	5.5610^{-5}	5.2310^{-5}	3.110^{-3}	5.410^{-6}

Для більшості прикладних застосувань рівня імовірності бітової помилки порядку достатньо для надійної роботи системи зв'язку [1]. Це дає можливість уникнути додаткових кроків по захисту від завад.

В роботі представлено результати проведення експерименту по передачі даних

через гідроакустичний канал за допомогою методу квадратурної фазової модуляції з розширенням спектру. В експерименті використовувалась чотирьохпозиційна фазова модуляція і розширення спектру сигналу. Дані передавались на швидкостях 1, 2, 4, 8 кбіт/с між двома парними оборотними електроакустичними перетворювачами в басейні, на відстані 2,5 метрів. За результатами експерименту побудовані криві розподілення інформаційних значень фази акустичного сигналу, проведено порівняння квантилів розподілення отриманих даних і квантилів нормального розподілення, проведено тести Яркі-Бера і Ліллієфорса, проведено оцінку математичного очікування, стандартного відхилення і імовірності бітової помилки. Отримані значення імовірності бітової помилки порядку достатні для надійної роботи системи зв'язку [1]. Це дає можливість уникнути додаткових кроків по захисту від завад при роботі на швидкостях 1, 2 кбіт/с. Саме ці значення розраховані із обмеження смуги частот за Найквістом. В результаті визначено, що отримані вибірки для швидкостей передачі даних 4, 8 і 2 кбіт/с розподілені за нормальним законом, що підтверджено тестами Яркі-Бера для 4 кбіт/с і Ліллієфорса для 8 і 2 кбіт/с. Це обумовлено впливом міжсимвольної інтерференції і є цілком передбачуваним явищем при перевищенні обмежування Найквіста. Про 1 кбіт/с можна сказати, що результати розподілені не за нормальним законом. В експериментах, які проводились в польових умовах, фаза розподілена за нормальним законом [13, 9, 66, 10, 11, 4].

Додаток 3. Результати моделювання.

Як видно з розділу 2.2 найбільший інтерес з точки зору оцінки впливу дисперсійного розповсюдження на акустичний імпульс становлять сигнали на частотах близьких до критичної. Модель хвильоводу для моделювання оберемо згідно з 2.1. На Рис.2.1 зображено плоскопаралельний хвильовід в якому на осі OZ збуджується перша, або друга мода, або їх сума. Джерело і приймач знаходяться на осі хвильоводу, $z_s = z_r = \frac{h}{2}$. Сигнал, що використовуємо описується рівнянням (3.2). Коефіцієнти C_n отримаємо з розкладення у ряд Фур'є функції збудження джерела сигналу. Оскільки для комп'ютерного моделювання необхідно обмежитись деякою кількістю коефіцієнтів ряду, скористаємось виразом (3.3). Для моделювання візьмемо $M = 1024$, розрахунок похибки за виразом (2.2.1) для обраних параметрів сигналу дасть прийнятну похибку на рівні 0.5%. Параметри моделювання зведено до двох таблиць: 4.4, 4.5.

Одномодовий плоско-паралельний хвильовід з ідеальними границями

Моделювання розповсюдження одиничного імпульсу

Деформація одиничного імпульсу Результати комп'ютерного моделювання з використанням програмного пакету Octave (аналог Matlab) і коду, що приведено в Додатку А для одного імпульсу на частоті 1МГц представлено для відстаней $r = 7.5, 156, 306\lambda$ на Рис.4.19. Для одного імпульсу на частоті 2.25МГц результати моделювання представлено для відстаней $r = 7.5, 156, 306\lambda$ на Рис.4.20.

Табл. 4.4: Параметри хвилеводу

Параметр	Значення
Глибина хвилеводу	12мм
Критична частота першої моди	93.750кГц
Критична частота другої моди	156.250кГц
Швидкість звуку в рідині	$1500 \frac{\text{м}}{\text{с}}$
Густина рідини	$1000 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$
Верхня границя	Абсолютно м'яка ($\phi(x, z) _{z=h} = 0$)
Нижня границя	Абсолютно жорстка ($\left. \frac{\partial \phi(x, z)}{\partial z} \right _{z=0} = 0$)
Довжина хвилеводу	300мм
Тривалість інтервалу спостереження	300мкс

Табл. 4.5: Параметри сигналу

Імпульс	частота	довжина хвилі	$\frac{f}{f_{kr1}}$	$\frac{f}{f_{kr2}}$	Тривалість імпульсу
1	1МГц	1.5мм	10.66	6.4	$\frac{10}{f} = 10\text{мкс}$
2	2.25МГц	0.7мм	24	14.4	$\frac{10}{f} = 4\text{мкс}$

Швидкість перенесення енергії одним акустичним імпульсом

Моделювання розповсюдження поліімпульсного акустичного сигналу

Умови моделювання Акустичний сигнал, що складається з пари імпульсів на частотах $f = 1, 2.25\text{МГц}$ за умови, що тривалості імпульсів рівні міжімпульсному інтервалу і між собою:

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau_{12} = \frac{10}{f_1}, \quad (4.12)$$

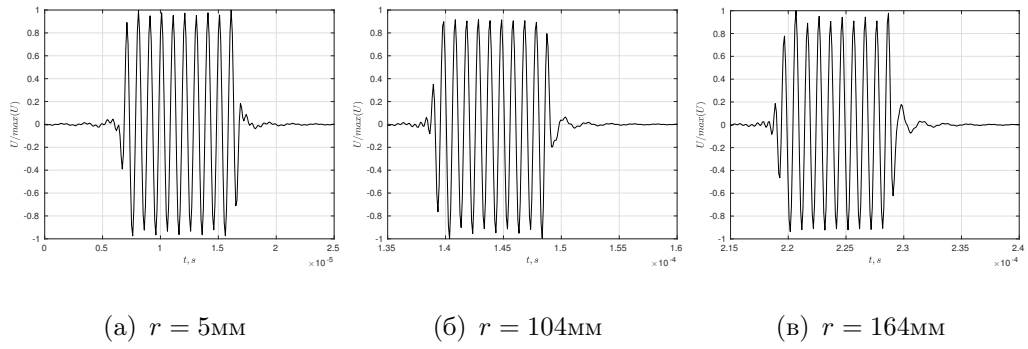


Рис. 4.19: Деформація імпульсу в хвилеводі. $f = 1\text{МГц}$

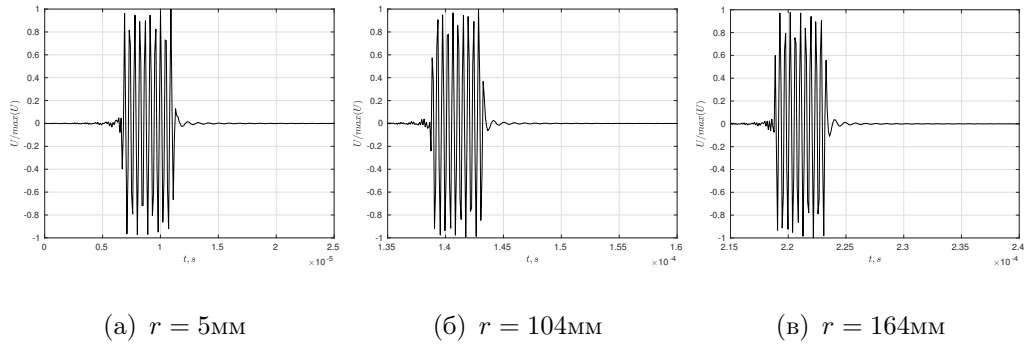


Рис. 4.20: Деформація імпульсу в хвилеводі. $f = 2.25\text{МГц}$

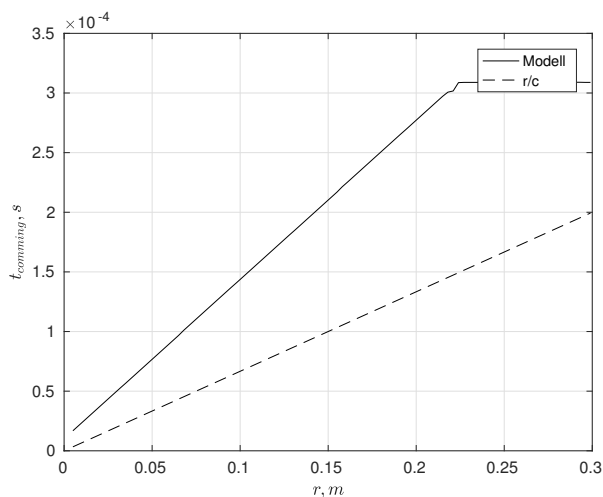
пару імпульсів, що формують одне повідомлення представимо на Рис.4.3.

Деформація поліімпульсного акустичного сигналу $f_1 < f_2$ Результати моделювання розповсюдження пари імпульсів для $f_1 < f_2$ в хвилеводі приведемо на Рис.4.24.

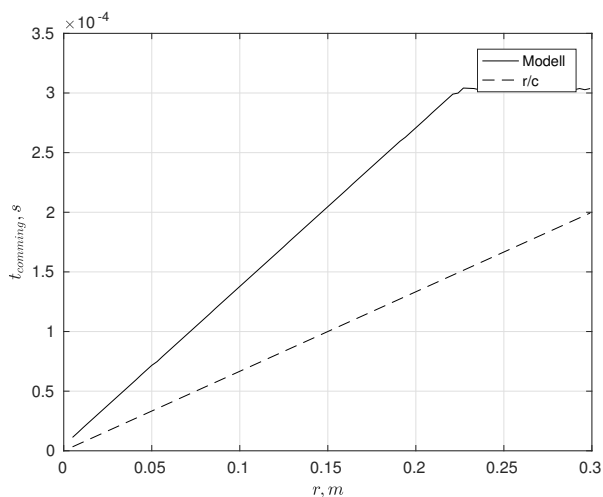
Деформація поліімпульсного акустичного сигналу $f_1 > f_2$ Результати моделювання розповсюдження пари імпульсів для $f_1 > f_2$ в хвилеводі приведемо на Рис.4.25.

Швидкість перенесення енергії поліімпульсним акустичним сигналом

Залежність швидкості перенесення акустичної енергії від частоти заповнення радіоімпульсу

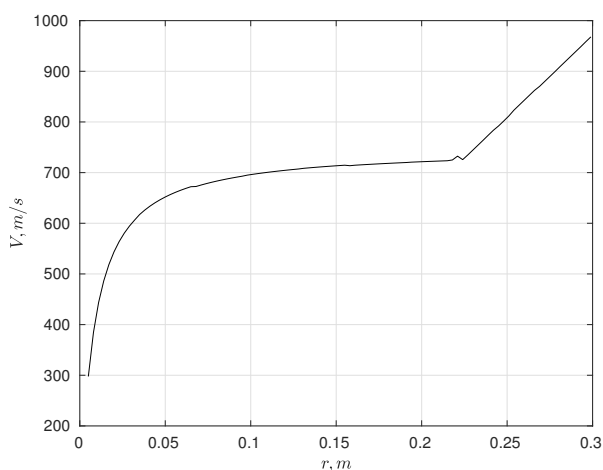


(a) $f = 1\text{МГц}$

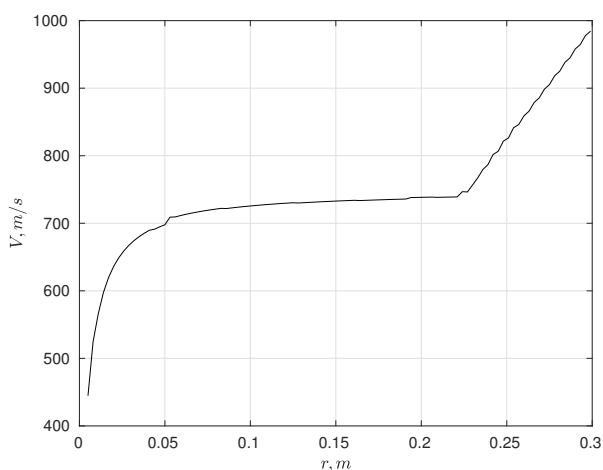


(б) $f = 2.25\text{МГц}$

Рис. 4.21: Час приходу одиничного імпульсу



(a) $f = 1\text{МГц}$



(б) $f = 2.25\text{МГц}$

Рис. 4.22: Швидкість переносу енергії імпульсом

Двомодовий плоско-паралельний хвилевід з ідеальними границями

Моделювання розповсюдження одиничного імпульсу

Умови моделювання. Як видно з розділу 2.2 найбільший інтерес з точки зору оцінки впливу дисперсійного розповсюдження на акустичний імпульс становлять сигнали на частотах близьких до критичної. Модель хвилеводу для моделювання оберемо згідно з 2.1. На Рис.2.1 зображено плоскопаралельний

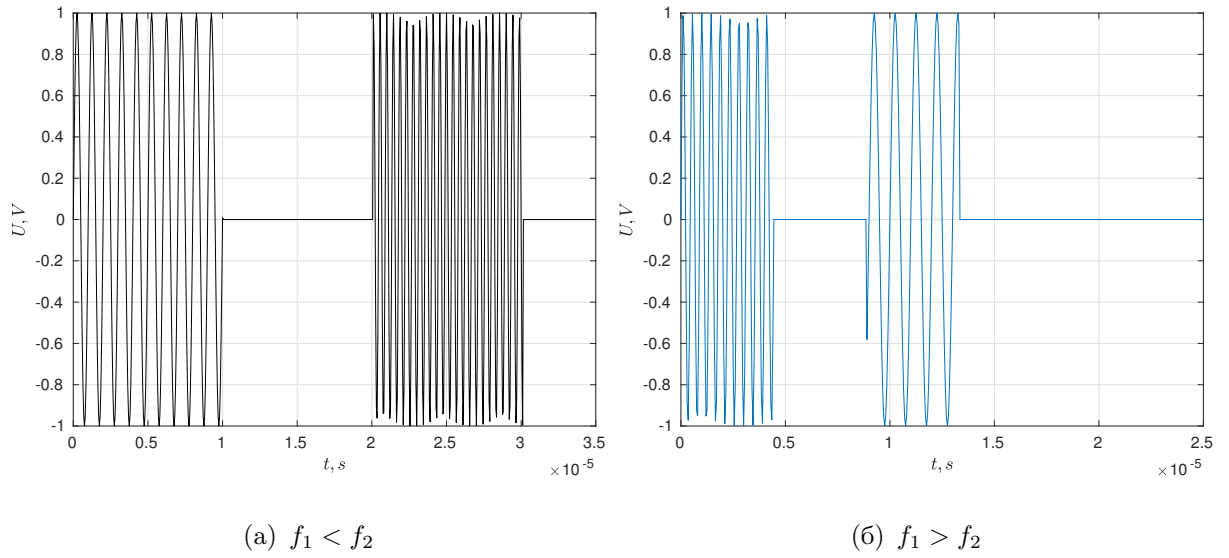


Рис. 4.23: Послідовність імпульсів двочастотного коду

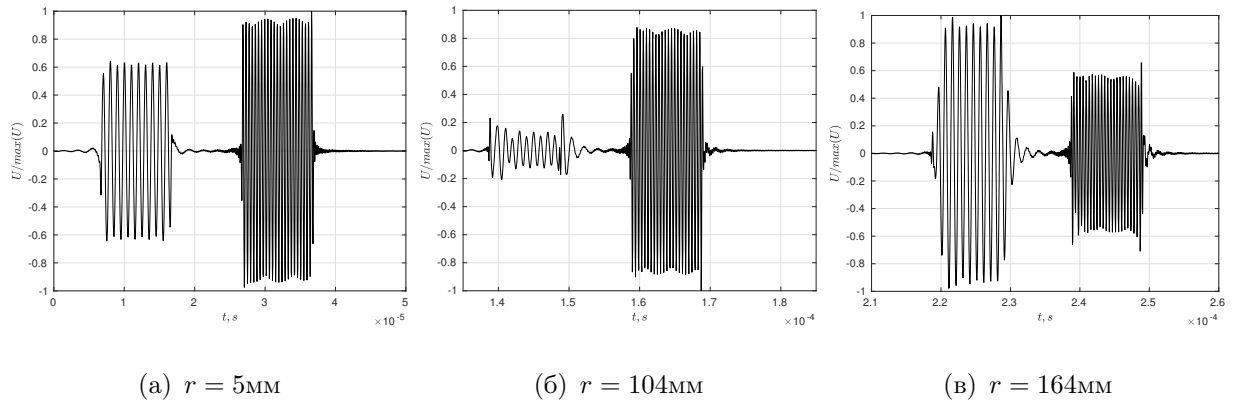


Рис. 4.24: Послідовність імпульсів двочастотного коду $f_1 < f_2$ в хвилеводі.

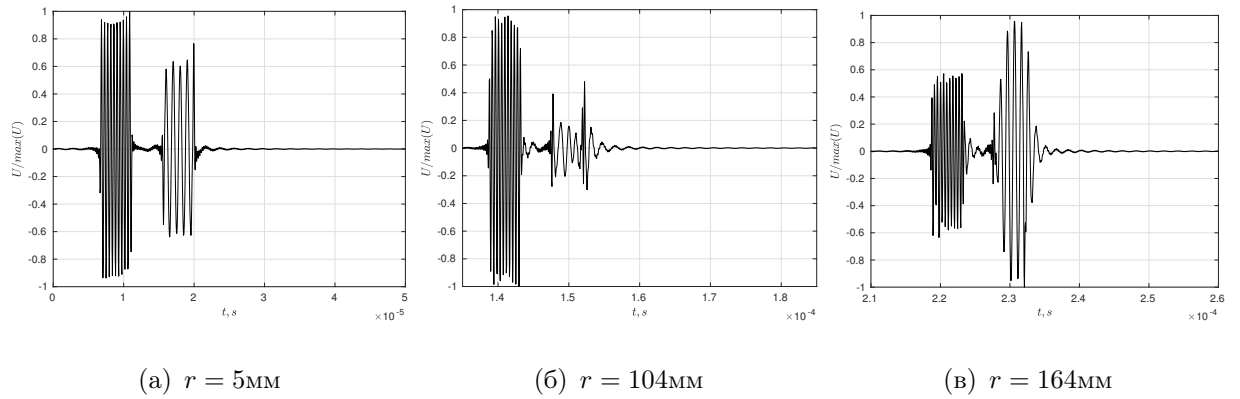
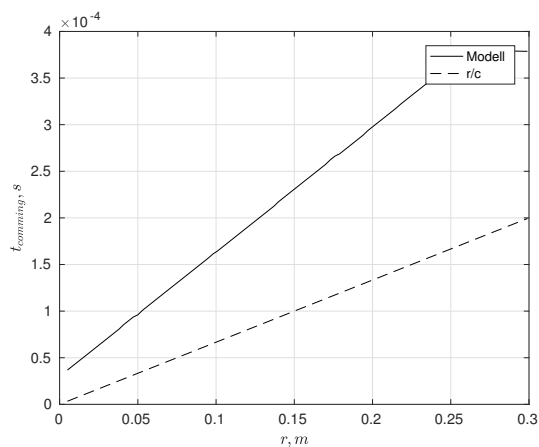
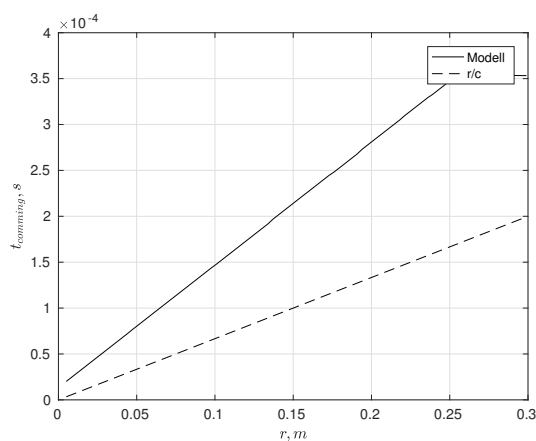


Рис. 4.25: Послідовність імпульсів двочастотного коду $f_1 > f_2$ в хвилеводі.

хвилевід в якому на осі OZ збуджується перша і друга мода. Джерело і приймач знаходяться на осі хвилеводу, $z_s = z_r = \frac{h}{2}$. Сигнал, що використовуємо описується рівнянням (3.2). Коефіцієнти C_n отримаємо з розкладення у ряд Фур'є функції збудження джерела сигналу. Оскільки для комп'ютерного моделюва-

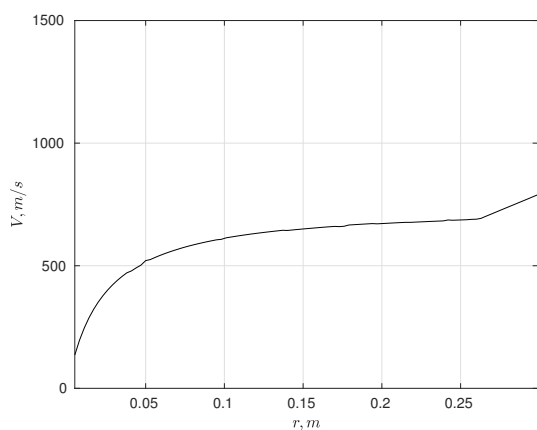


(a) $f_1 < f_2$

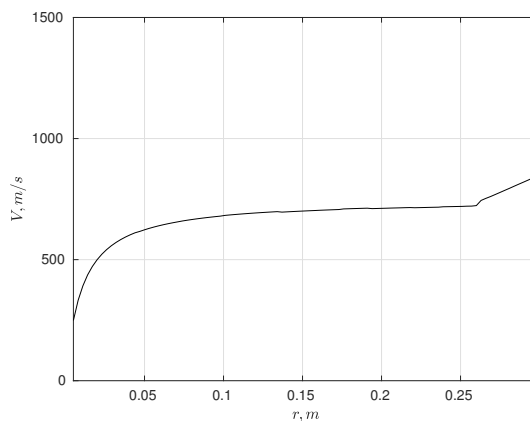


(б) $f_1 > f_2$

Рис. 4.26: Час приходу пачки імпульсів



(a) $f_1 < f_2$



(б) $f_1 > f_2$

Рис. 4.27: Швидкість переносу енергії пачкою імпульсів

ння необхідно обмежитись деякою кількістю коефіцієнтів ряду, скористаємось виразом (3.3). Для моделювання візьмемо $M = 1024$, розрахунок похибки за виразом (2.2.1) для обраних параметрів сигналу дасть прийнятну похибку на рівні 0.5%. Параметри моделювання оберемо з таблиць 4.4, 4.5.

Деформація одиничного імпульсу. Результати комп'ютерного моделювання з використанням програмного пакету Octave (аналог Matlab) і коду, що приведено в Додатку А для одного імпульсу на частоті 1МГц представлено для відстаней $r = 7.5, 156, 306\lambda$ на Рис.4.29. Для одного імпульсу на частоті 2.25МГц результати моделювання представлено для відстаней $r = 7.5, 156, 306\lambda$ на Рис.4.30.

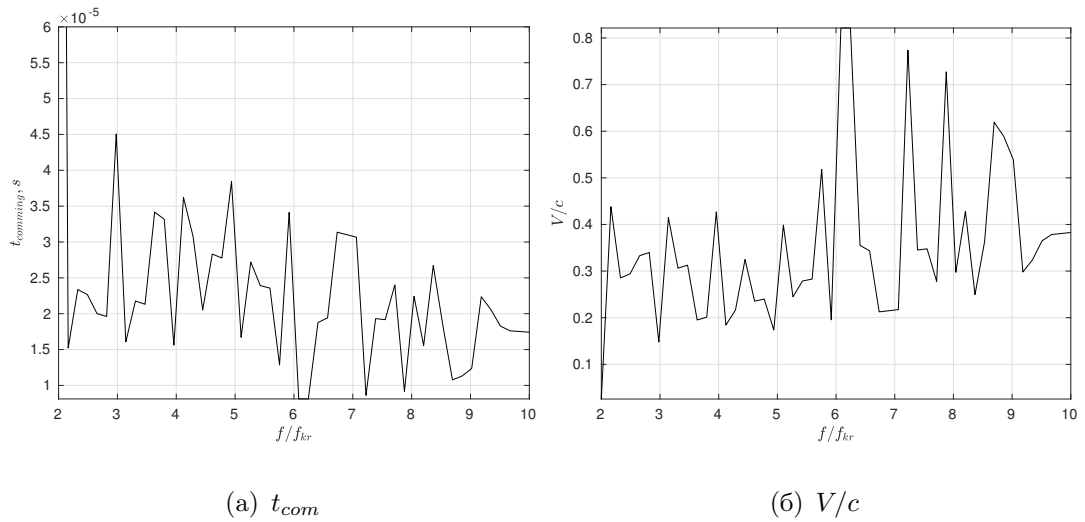


Рис. 4.28: Залежність швидкості перенесення акустичної енергії від частоти заповнення радіоімпульсу

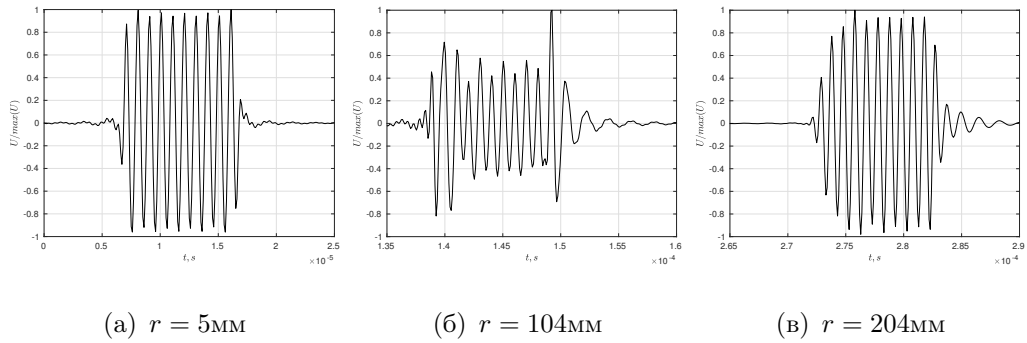


Рис. 4.29: Деформація імпульсу в хвилеводі. $f = 1\text{МГц}$

Швидкість перенесення енергії одним акустичним імпульсом.

Моделювання розповсюдження поліімпульсного акустичного сигналу.

Акустичний сигнал, що складається з пари імпульсів на частотах $f = 1, 2.25\text{МГц}$ за умови, що тривалості імпульсів рівні міжімпульсному інтервалу і між собою:

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau_{12} = \frac{10}{f_1}, \quad (4.13)$$

пару імпульсів, що формують одне повідомлення на Рис.4.3.

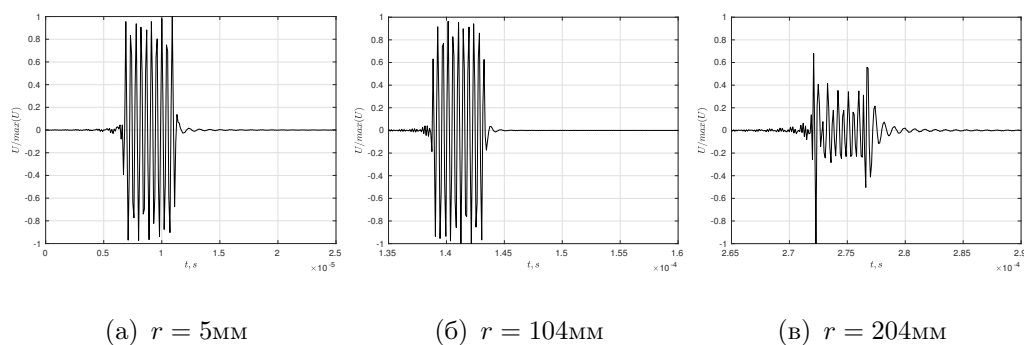


Рис. 4.30: Деформація імпульсу в хвилеводі. $f = 2.25\text{МГц}$

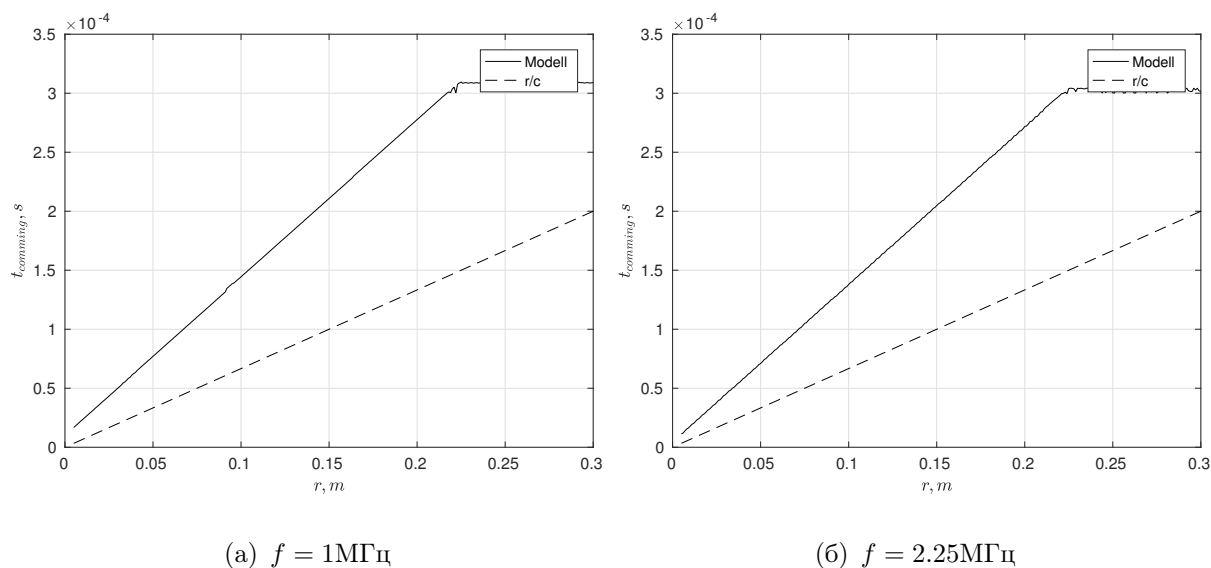


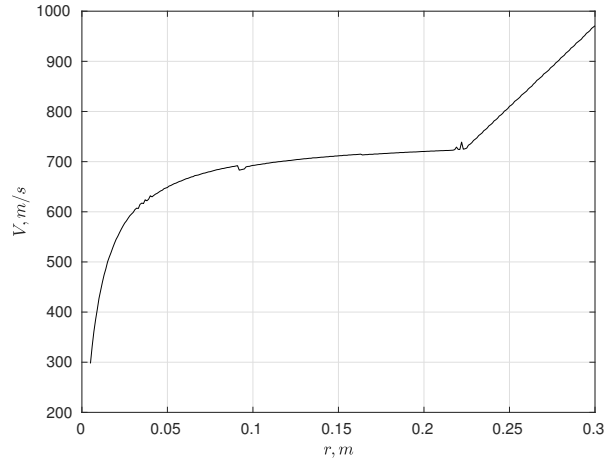
Рис. 4.31: Час приходу одиначного імпульсу

Деформація поліімпульсного акустичного сигналу $f_1 < f_2$. Результати моделювання розповсюдження пари імпульсів для $f_1 < f_2$ в хвилеводі приведемо на Рис.4.33.

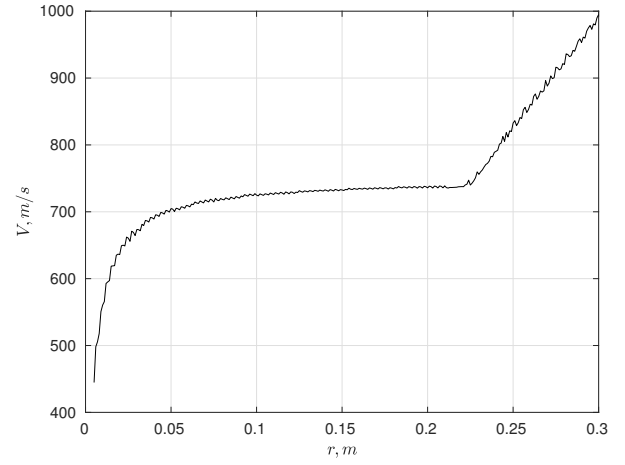
Деформація поліімпульсного акустичного сигналу $f_1 > f_2$. Результати моделювання розповсюдження пари імпульсів для $f_1 > f_2$ в хвилеводі приведемо на Рис.4.34.

Швидкість перенесення енергії поліімпульсним акустичним сигналом.

Залежність швидкості перенесення акустичної енергії від частоти заповнення радіоімпульсу.

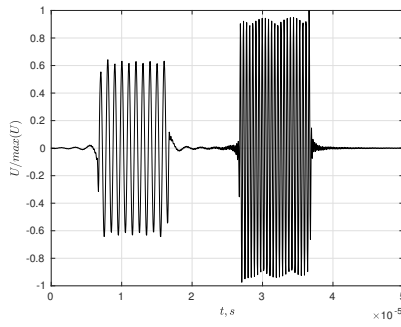


(а) $f = 1\text{МГц}$

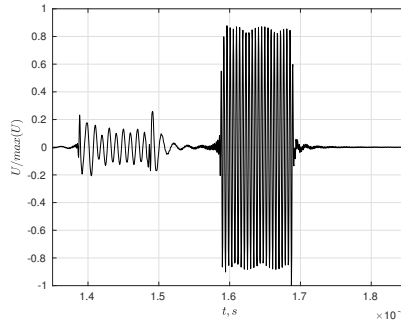


(б) $f = 2.25\text{МГц}$

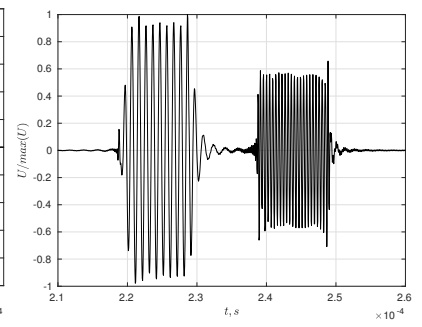
Рис. 4.32: Швидкість переносу енергії імпульсом



(а) $r = 5\text{мм}$

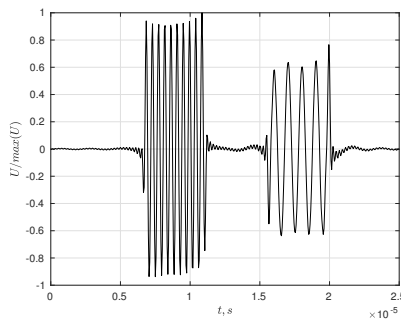


(б) $r = 104\text{мм}$

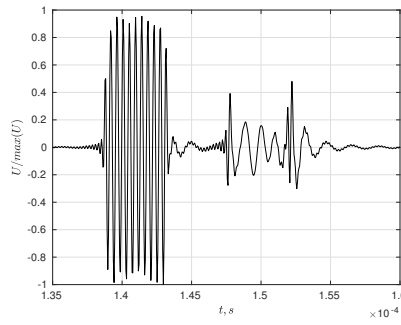


(в) $r = 164\text{мм}$

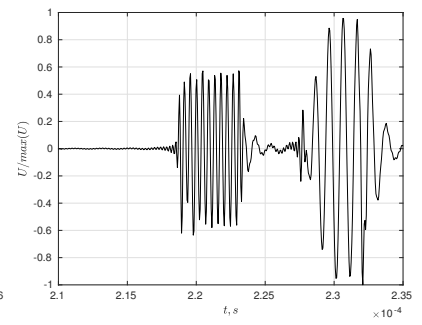
Рис. 4.33: Послідовність імпульсів двочастотного коду $f_1 < f_2$ в хвилеводі.



(а) $r = 5\text{мм}$

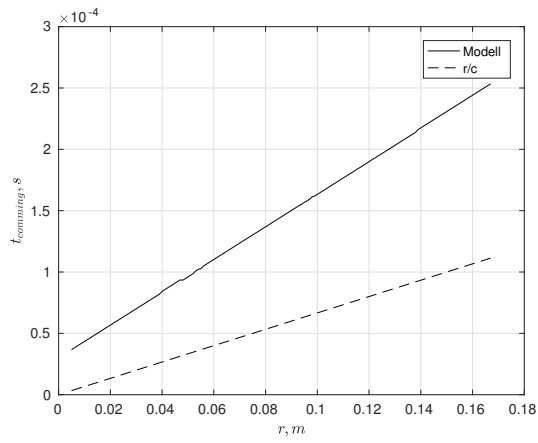


(б) $r = 104\text{мм}$

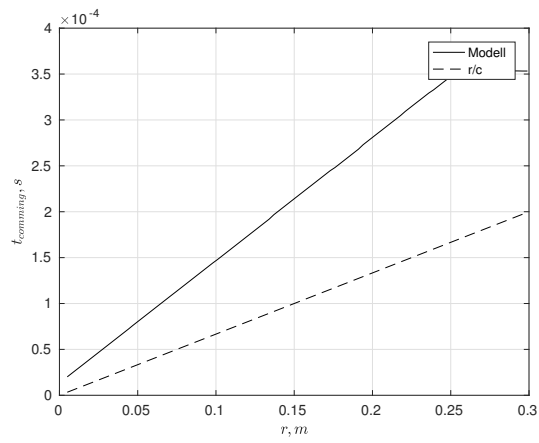


(в) $r = 164\text{мм}$

Рис. 4.34: Послідовність імпульсів двочастотного коду $f_1 > f_2$ в хвилеводі.

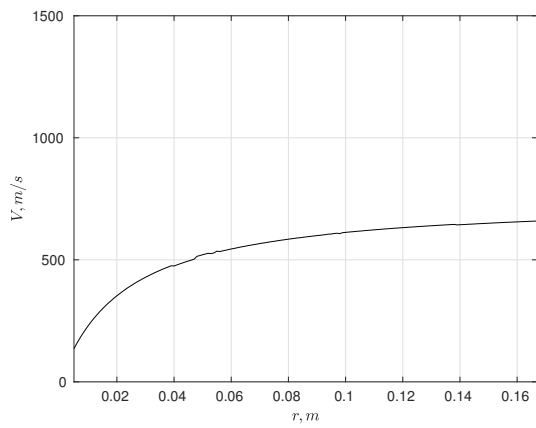


(a) $f_1 < f_2$

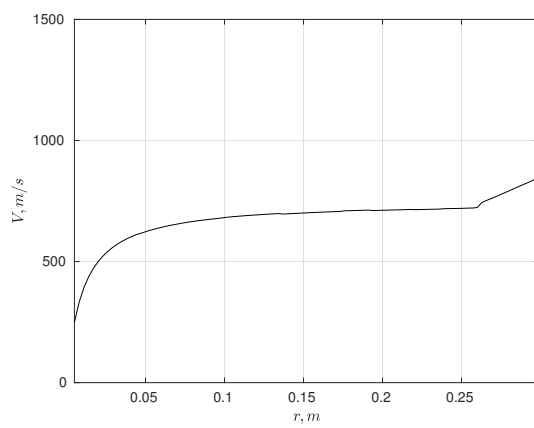


(б) $f_1 > f_2$

Рис. 4.35: Час приходу пачки імпульсів

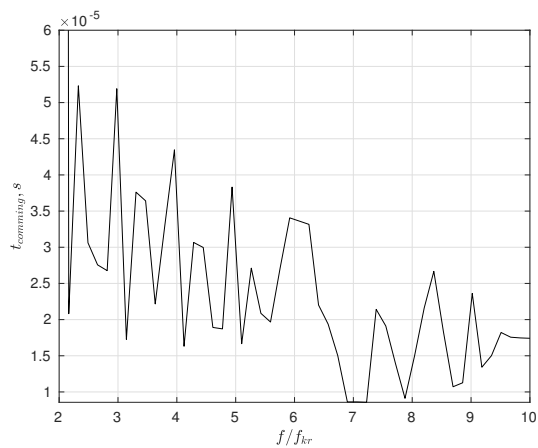


(a) $f_1 < f_2$

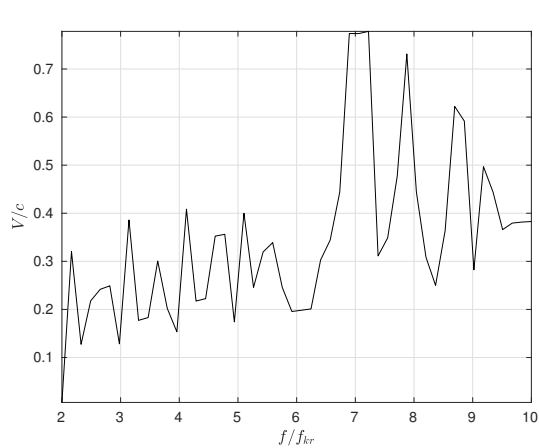


(б) $f_1 > f_2$

Рис. 4.36: Швидкість переносу енергії пачкою імпульсів



(a) t_{com}



(б) V/c

Рис. 4.37: Залежність швидкості перенесення акустичної енергії від частоти заповнення радіоімпульсу